

D-1485

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2002年 7月11日

出願番号

Application Number:

特願2002-202090

[ ST.10/C ]:

[ JP 2002-202090 ]

出願人

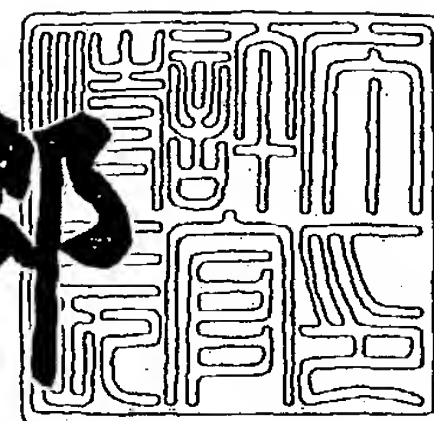
Applicant(s):

富士電機株式会社

2003年 3月24日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3018679

【書類名】 特許願  
 【整理番号】 02P01030  
 【提出日】 平成14年 7月11日  
 【あて先】 特許庁長官殿  
 【国際特許分類】 H02M 3/24  
 【発明者】  
     【住所又は居所】 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式  
                                 会社内  
     【氏名】 吉田 豊  
 【特許出願人】  
     【識別番号】 000005234  
     【氏名又は名称】 富士電機株式会社  
 【代理人】  
     【識別番号】 100092152  
     【弁理士】  
     【氏名又は名称】 服部 毅巖  
     【電話番号】 0426-45-6644  
 【手数料の表示】  
     【予納台帳番号】 009874  
     【納付金額】 21,000円  
 【提出物件の目録】  
     【物件名】 明細書 1  
     【物件名】 図面 1  
     【物件名】 要約書 1  
     【包括委任状番号】 9607796  
 【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DC-DCコンバータ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 半導体スイッチをオンオフして、負荷に対して所定の電圧レベルに変換された直流電圧を供給するDC-DCコンバータにおいて、

少なくとも第1のフィードバック制御方式と第2のフィードバック制御方式とのいずれかに切替え可能に構成され、前記負荷を流れる負荷電流が所定値を越えて小さくなる領域においては前記第2のフィードバック制御方式を選択するとともに、前記負荷に供給される電圧レベルが変化するときには前記負荷電流の大きさにかかわらず前記第1のフィードバック制御方式を選択することを特徴とするDC-DCコンバータ。

【請求項 2】 前記第1のフィードバック制御方式をパルス幅変調（PWM）制御方式、第2のフィードバック制御方式をパルス周波数（PFM）制御方式とすることを特徴とする請求項1記載のDC-DCコンバータ。

【請求項 3】 半導体スイッチをオンオフして、負荷に対して所定の電圧レベルに変換された直流電圧を供給するDC-DCコンバータにおいて、

前記半導体スイッチのスイッチング周波数を規定する三角波信号を生成する発振手段と、

基準電圧として指令される出力電圧制御信号と前記負荷に供給される電圧レベルに応じて変化するフィードバック信号との差電圧を増幅する増幅手段と、

PWM制御方式、あるいはPFM制御方式のいずれかのフィードバック制御方式に切り替えて前記発振手段の三角波信号と前記増幅手段の差電圧とを比較するとともに、前記半導体スイッチをオンオフする駆動用パルス信号のパルス幅を変調するパルス幅変調制御手段と、

前記パルス幅変調制御手段のフィードバック制御方式を切り替える際に、前記負荷に流れる負荷電流が所定値を越えて小さくなる領域においては前記PFM制御方式を選択するとともに、前記負荷に供給される電圧レベルが変化するときには前記負荷電流の大きさにかかわらず前記PWM制御方式を選択する制御方式選択手段と、

を備えることを特徴とするDC-DCコンバータ。

【請求項4】 前記制御方式選択手段は、前記負荷電流の大きさを判定する負荷電流判定回路と、前記負荷に供給される電圧レベルの変化を検出する電圧変化検出回路とを備えることを特徴とする請求項3記載のDC-DCコンバータ。

【請求項5】 前記電圧変化検出回路は、前記基準電圧として指令される出力電圧制御信号の変化量、及び前記負荷に実際に供給された出力電圧信号の変化量に基づいて、前記負荷に供給される電圧レベルの変化を検出することを特徴とする請求項4記載のDC-DCコンバータ。

【請求項6】 前記電圧変化検出回路は、前記増幅手段から出力される差電圧と前記増幅手段へのフィードバック信号とのバランスに基づいて、前記負荷に供給される電圧レベルの変化を検出することを特徴とする請求項4記載のDC-DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、半導体スイッチをオンオフして、所定の電圧レベルに変換された直流電圧を負荷に供給するDC-DCコンバータに関し、特に、出力電圧が変化する場合でも半導体スイッチのスイッチング損失を低減するようにしたDC-DCコンバータに関する。

【0002】

【従来の技術】

半導体スイッチをオンオフして直流電圧の変換を行うDC-DCコンバータは、負荷に供給される出力電圧を一定の値に保つように、半導体スイッチのフィードバック制御を行っている。この場合に、負荷電流が定格電流の20～30%以下になってくると、半導体スイッチのオンオフによる電圧変換効率が極端に低下してくる。そこで、軽負荷においても電圧変換効率を低下させないためには、負荷電流の減少に対応してスイッチング周波数を低下させて、スイッチングに伴う損失を低減する方法が知られている。

【0003】

従来から、DC-DCコンバータにおけるフィードバック制御方式には、PWM (Pulse Width Modulation) やPFM (Pulse Frequency Modulation) などの方式が知られている。また、例えば、特開平11-155281、特開2001-112251、特開2001-157446などの公報には、負荷電流の減少に伴いスイッチング周波数を下げることで、広い負荷領域において高い効率を維持するPFM制御方式をPWM制御方式に併用するDC-DCコンバータの発明が示されている。

## 【0004】

最初に、DC-DCコンバータのPWM制御について説明する。

図17は、PWM制御方式の降圧DC-DCコンバータの一例を示す回路図である。

## 【0005】

このDC-DCコンバータは、入力電源電圧 $V_{in}$ を所定の電圧レベルに変換して、負荷LOADに供給するものであって、エラーアンプAmp1、位相補償用のコンデンサC1、位相補償用の抵抗R1、帰還抵抗R2、R3、発振回路OSC2、パルス幅変調用コンパレータCmp1、出力用のPchトランジスタ(MOSFET) P1、Nchトランジスタ(MOSFET) N1、チョークコイルL、ドライブ回路Dr1、Dr2、及び平滑コンデンサCoutから構成されている。

## 【0006】

PWM制御方式の降圧DC-DCコンバータは、出力電圧信号 $V_{out}$ を定める出力電圧制御信号 $V_{cont}$ に対して、DC-DCコンバータの出力電圧信号 $V_{out}$ が抵抗分圧されたフィードバック信号 $V_{fb}$ を等しくするように動作する。例えば出力電圧信号 $V_{out}$ の分圧を行う帰還抵抗R2とR3の抵抗値が等しい場合には、出力電圧信号 $V_{out}$ は出力電圧制御信号 $V_{cont}$ の2倍の電圧値となる。

## 【0007】

エラーアンプAmp1には、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ がプラス入力端子に接続され、フィードバック信号 $V_{fb}$ がマイナス入力端子に供給されている。ま

た、エラーアンプ  $Amp1$  は位相補償用の抵抗  $R1$  とコンデンサ  $C1$  を使って積分回路を形成している。エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  と発振回路  $OSC2$  から出力される三角波信号  $V_{osc2}$  は、それぞれパルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  に入力される。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  は、そのソース、及びドレインがそれぞれ入力電源電圧  $V_{in}$  とチョークコイル  $L$  とに接続され、ドライブ回路  $Dr1$  によりゲートが駆動される。 $Nch$  トランジスタ  $N1$  は接地電位 ( $GND$ ) とチョークコイル  $L$  とに接続され、ドライブ回路  $Dr2$  によりゲートが駆動される。チョークコイル  $L$  と平滑コンデンサ  $C_{out}$  により直流化された出力電圧信号  $V_{out}$  は、負荷  $LOAD$  に供給される。

## 【0008】

つぎに、DC-DCコンバータのPWM制御動作について説明する。

パルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  には、予め定められた周波数で発振する発振回路  $OSC2$  から出力される三角波信号  $V_{osc2}$  と、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  とが入力され、パルス幅変調信号  $V_{cmp}$  がドライブ回路  $Dr1$ ,  $Dr2$  に対して出力される。パルス幅変調信号  $V_{cmp}$  が  $Low$  のとき  $Pch$  トランジスタ  $P1$  がオンし、 $High$  のとき  $Nch$  トランジスタ  $N1$  がオンする。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  と  $Nch$  トランジスタ  $N1$  のゲートが同時にオンして入力電源電圧  $V_{in}$  から接地電位  $GND$  に向けて貫通電流が流れないように、それぞれドライブ回路  $Dr1$ ,  $Dr2$  ではタイミング調整を行っている。

## 【0009】

$Pch$  トランジスタ  $P1$  のオン期間には、入力電源電圧  $V_{in}$  からチョークコイル  $L$  を介して平滑コンデンサ  $C_{out}$  に電荷が流れ込み、チョークコイル  $L$  を流れる電流値はオン期間に増加する。一方、 $Nch$  トランジスタ  $N1$  のオン期間には、接地電位  $GND$  から平滑コンデンサ  $C_{out}$  に電荷を送り込み、この期間にチョークコイル  $L$  を流れる電流値は減少する。出力電圧信号  $V_{out}$  を帰還抵抗  $R2$ ,  $R3$  で分圧して生成したフィードバック信号  $V_{fb}$  は、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  とともにエラーアンプ  $Amp1$  に入力されることによって、 $V_{fb} = V_{cont}$  となるようフィードバック制御が働く。

## 【0010】



このフィードバック制御について、図18に示す動作波形を用いて具体的に説明する。図18(a)(b)は、降圧DC-DCコンバータにおけるPWM制御の動作波形を示す波形図である。

## 【0011】

いま、PchトランジスタP1のオン期間を $t_{on}$ 、NchトランジスタN1のオン期間を $t_{off}$ とすると、

$$V_{out}/V_{in}=t_{on}/(t_{on}+t_{off})$$

の関係がある。以下では、この $\{t_{on}/(t_{on}+t_{off})\}$ をデューティ比という。

## 【0012】

ここで、エラーアンプ出力信号 $V_{err}$ が図18(a)の状態から同図(b)に示すように低下する場合を考える。負荷LOADに流れる電流(負荷電流)が変動して出力電圧信号 $V_{out}$ が上昇した場合、出力電圧信号 $V_{out}$ を抵抗分圧しているフィードバック信号 $V_{fb}$ も上昇する。その結果、エラーアンプ出力信号 $V_{err}$ は低下するのでオン期間 $t_{on}$ が減り、NchトランジスタN1のオン期間 $t_{off}$ が増えて、出力電圧信号 $V_{out}$ の電圧値を下げようとする。このようにDC-DCコンバータにおけるフィードバック制御が働くために、負荷LOADに流れる電流が変化しても出力電圧信号 $V_{out}$ が一定に保たれることになる。

## 【0013】

つぎに、PFM制御方式について説明する。

図19は、PFM制御のDC-DCコンバータの一例を示す回路図である。このDC-DCコンバータは、エラーアンプAmp1、位相補償用コンデンサC1、位相補償用抵抗R1、帰還抵抗R2、R3、発振回路OSC3、パルス幅変調用コンパレータCmp1、ワンショット回路Oneshot、出力用のPchトランジスタ(MOSFET)P1、チョークコイルL、ドライブ回路Dr1、及び平滑コンデンサCoutから構成されている。

## 【0014】

図17に示した回路と同様に、DC-DCコンバータの出力電圧信号 $V_{out}$

の抵抗分圧されたフィードバック信号  $V_{fb}$  が、外部から与えられる出力電圧制御信号  $V_{cont}$  に対して等しくなるように動作する。例えば出力電圧信号  $V_{out}$  の分圧を行う帰還抵抗  $R_2$  と  $R_3$  の抵抗値が等しい場合には、出力電圧信号  $V_{out}$  は出力電圧制御信号  $V_{cont}$  の2倍の電圧値となる。

## 【0015】

エラーアンプ  $Amp1$  には、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  がプラス入力端子に接続され、フィードバック信号  $V_{fb}$  がマイナス入力端子に接続されている。また、エラーアンプ  $Amp1$  は位相補償用の抵抗  $R_1$  とコンデンサ  $C_1$  を用いた積分回路を形成している。エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  と発振回路  $OSC3$  から出力される三角波信号  $V_{osc3}$  は、それぞれパルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  に入力される。また、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  は発振回路  $OSC3$  にも入力されている。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のソース、及びドレインはそれぞれ入力電源電圧  $V_{in}$  とチョークコイル  $L$  とに接続され、ドライブ回路  $Dr1$  によりゲートを駆動される。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のゲート信号には、ワンショット回路  $Oneshot$  の出力パルス信号が使用される。ワンショット回路  $Oneshot$  は、パルス幅変調信号  $V_{cmp}$  の立下り変化点をトリガーにして、一定時間幅のパルス信号を生成するものである。還流ダイオード  $D1$  は接地電位  $GN$  とチョークコイル  $L$  との間に接続される。チョークコイル  $L$  と平滑コンデンサ  $C_{out}$  により直流化された出力電圧信号  $V_{out}$  は、負荷  $LOAD$  に供給される。

## 【0016】

出力電圧制御信号  $V_{cont}$  の電圧値を上げた場合は、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  が上昇し、発振回路  $OSC3$  から出力される三角波信号  $V_{osc3}$  の発振周波数は上昇する。この結果、 $pch$  トランジスタ  $P1$  のスイッチング周波数が増えるため、チョークコイル  $L$  を通って平滑コンデンサ  $C_{out}$  に流れ込む電流は増え、出力電圧信号  $V_{out}$  は上昇する。このように、PFM制御方式においても、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  の電圧値に応じて出力電圧信号  $V_{out}$  の大きさがフィードバック制御される。

## 【0017】



図20は、DC-DCコンバータにおけるPFM制御の動作波形を示す波形図である。

同図(a)には、パルス幅変調用コンパレータCmp1に入力するエラーアンプ出力信号Verrと三角波信号Vosc3を示している。発振回路OSC3からはエラーアンプ出力信号Verrに応じた周波数の三角波信号Vosc3が入力される。

【0018】

同図(b)には、パルス幅変調信号Vcmpを示している。パルス幅変調用コンパレータCmp1では、入力したエラーアンプ出力信号Verrと三角波信号Vosc3とが比較され、パルス幅変調信号Vcmpをワンショット回路Oneshotに出力する。

【0019】

同図(c)には、ワンショット回路Oneshotから出力されるパルス信号Vplsを示している。パルス信号Vplsは、パルス幅変調信号Vcmpの立下り信号をトリガーにして、一定の時間幅tpulseのパルスとしてドライブ回路Dr1に出力される。このパルス信号VplsがLowの期間に、PchトランジスタP1はドライブ回路Dr1によりオンされるため、チョークコイルLには入力電源電圧VinからPchトランジスタP1を通して電流が流れ込む。

【0020】

同図(d)には、チョークコイルLに流れる電流波形を示している。このコイル電流は、PchトランジスタP1がオンした後、0から $(V_{in} - V_{out}) / L$ の時間に対する傾きで電流値が増加する。PchトランジスタP1がオフした後、チョークコイルLには接地電位GNDから還流ダイオードD1を通して電流が流れる。このときの電流値は、 $V_{out} / L$ の時間に対する傾きで減少する。

【0021】

出力電圧信号Voutを帰還抵抗R2、R3で分圧することにより生成したフィードバック信号Vfbは、出力電圧制御信号VcontとともにエラーアンプAmp1に入力される。その結果、 $V_{fb} = V_{cont}$ となるようフィードバッ

ク制御が働く。

【0022】

出力電圧信号  $V_{out}$  は、実際には、平滑コンデンサ  $C_{out}$  から負荷  $LOAD$  に流れ出す電流と、チョークコイル  $L$  を介して平滑コンデンサ  $C_{out}$  に流れ込む電流の和によって決まるため、両者が等しくなるようフィードバック制御が行われている。すなわち、負荷電流が減少した場合には出力電圧信号  $V_{out}$  は上昇し、出力電圧信号  $V_{out}$  を抵抗分圧しているフィードバック信号  $V_{fb}$  も上昇する。そのためエラーアンプ出力信号  $V_{err}$  が低下して、三角波信号  $V_{osc3}$  の発振周波数を低下させる。この結果、 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のスイッチング周波数が減るため、チョークコイル  $L$  を通って平滑コンデンサ  $C_{out}$  に流れ込む電流は減る。

【0023】

このようにして、PFM制御方式のDC-DCコンバータにおいてもフィードバック制御が働き、負荷電流が変化しても出力電圧信号  $V_{out}$  を一定に保つことができる。

【0024】

一方、近年になって出力電圧を高速に変化させながらDC-DCコンバータを使用したいという要望が多くなっている。従来のDC-DCコンバータでは、固定の基準電圧をもとに一定の出力電圧を生成するものであったが、固定した基準電圧に代えて、例えば変化する外部入力電圧を基準電圧として与え、この基準電圧にDC-DCコンバータの出力電圧を追従して変化させるという回路方式が望まれている。

【0025】

例えば、W-CDMA方式の携帯電話機に使われるパワーアンプにおいては、携帯電話機に内蔵した電源の消費電力を抑える必要があった。そこで、携帯電話機と電波の送受信を行う基地局との距離が近いときに送信電力を小さく抑えるなど、パワーアンプへ供給する電源電圧も、必要となる送信電力の大きさに応じて変えるようにしている。

【0026】

こうした広範囲の入力電圧及び負荷変動に対応して出力電圧を安定して制御可能にするために、特開2001-258245の公報には、広範囲の入力電圧変動および負荷変動に対して一次側駆動回路のスイッチを時比率変調方式及び周波数変調方式に切り替えるようにしたコンバータの発明が開示されている。

## 【0027】

## 【発明が解決しようとする課題】

このように、PWM/PFM切替え機能を有するDC-DCコンバータでは、一般に幅広い負荷領域で高効率を維持しながら、出力電圧信号 $V_{out}$ を一定に保つことができることが知られている。ところが、軽負荷条件下において基準電圧として入力される出力電圧制御信号 $V_{cont}$ が急激に変化する場合があって、DC-DCコンバータを一律にPFM制御によって動作させると、こうした変化に対する出力電圧信号 $V_{out}$ の応答性が悪くなる。

## 【0028】

この出力電圧信号 $V_{out}$ の応答性について、さらに説明する。

図21は、PFM制御において出力電圧信号 $V_{out}$ が変化する様子を示す信号波形図である。同図(a)に示すように、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ を時刻 $t_1$ で上げ、時刻 $t_3$ で下げる。このような出力電圧制御信号 $V_{cont}$ の変動に伴って、出力電圧信号 $V_{out}$ も電位 $V_{out1}$ から電位 $V_{out2}$ まで、時間 $T_{r1}$ をかけて上昇し、電位 $V_{out2}$ から電位 $V_{out1}$ まで、時間 $T_{f1}$ をかけて下降する(同図(b))。平滑コンデンサ $C_{out}$ により形成された出力容量に対する電流量は、出力電圧信号 $V_{out}$ の増減に伴い平滑コンデンサ $C_{out}$ の電荷が増減するための電流と、負荷電流との和である。ここでは、説明を簡単化するために、同図(c)に示すように負荷電流は出力電圧信号 $V_{out}$ の大きさにかかわらず一定とする。また、同図(d)に示すように、平滑コンデンサ $C_{out}$ の電荷を増減するため電流の流れ込みと吐き出しが生じる。

## 【0029】

ところが、PFM制御の場合は図21(e)のコイル電流波形に示すように、電流値の増減をスイッチング周波数の増減で制御しているために、PWM制御とは異なり、急激な変化には対応できないという問題があった。

## 【 0 0 3 0 】

また、上述した W - C D M A 方式の携帯電話機では、電源電圧の変化時間として数  $10 \mu s$  が要求されている。しかし、電圧が下降するタイミング（時刻  $t_3$  から時刻  $t_4$ ）には、マイナス方向に電流が流せないため負荷 L O A D に電流を流すことでしか平滑コンデンサ C o u t の電荷を吐き出す手段がなく、負荷電流が小さい場合には電位 V o u t 2 から電位 V o u t 1 まで出力電圧信号 V o u t を低減するために必要な時間 T f 1 が非常に長くなって、こうした要求に対応できないという問題があった。

## 【 0 0 3 1 】

この発明の目的は、広い負荷領域において高効率を維持すると同時に、軽負荷条件下でも出力電圧信号の応答性を低下させない D C - D C コンバータを提供することにある。

## 【 0 0 3 2 】

## 【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、半導体スイッチをオンオフして、負荷に対して所定の電圧レベルに変換された直流電圧を供給する D C - D C コンバータが提供される。この D C - D C コンバータは、少なくとも第 1 のフィードバック制御方式と第 2 のフィードバック制御方式とのいずれかに切替え可能に構成され、前記負荷を流れる負荷電流が所定値を越えて小さくなる領域においては前記第 2 のフィードバック制御方式を選択するとともに、前記負荷に供給される電圧レベルが変化するときには前記負荷電流の大きさにかかわらず前記第 1 のフィードバック制御方式を選択するものである。

## 【 0 0 3 3 】

この発明の D C - D C コンバータでは、出力電圧が変化するときには負荷状態にかかわらず P W M 制御を行わせることで、出力容量の充放電電流を短期間で増減でき、出力電圧の遷移時間を短縮できる。

## 【 0 0 3 4 】

## 【発明の実施の形態】

以下、この発明の実施の形態について、図面を参照して説明する。

図1は、この発明のDC-DCコンバータの一例を示す回路図である。

【0035】

このDC-DCコンバータは、入力電源電圧 $V_{in}$ を所定の電圧レベルに変換して、負荷 $LOAD$ に供給するものであって、エラーアンプ $Amp1$ 、位相補償用コンデンサ $C1$ 、位相補償用抵抗 $R1$ 、帰還抵抗 $R2$ 、 $R3$ 、発振回路 $OSC1$ 、パルス幅変調用コンパレータ $Cmp1$ 、ワンショット回路 $Oneshot$ 、マルチプレクサ回路 $Mux1$ 、 $Mux2$ 、ドライブ回路 $Dr1$ 、 $Dr2$ 、出力用の $Pch$ トランジスタ(MOSFET) $P1$ 、 $Nch$ トランジスタ(MOSFET) $N1$ 、チョークコイル $L$ 、ドライブ回路 $Dr1$ 、 $Dr2$ 、平滑コンデンサ $Cout$ 、及びPWM/PFM決定回路10から構成されている。

【0036】

PWM/PFM決定回路10は、入力電源電圧 $V_{in}$ 、ドライブ回路 $Dr1$ から出力されるゲート信号 $Gp1$ 、電圧信号 $Lx$ 、エラーアンプ出力信号 $Ver_r$ 、パルス幅変調信号 $V_{cmp}$ 、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ 、及び出力電圧信号 $V_{out}$ が供給され、制御方式を切り替えるための切替え信号PWM/PFMを出力するものである。

【0037】

エラーアンプ $Amp1$ には、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ がプラス入力端子に接続され、出力電圧信号 $V_{out}$ を抵抗 $R1$ 、 $R2$ で分圧して生成したフィードバック信号 $V_{fb}$ がマイナス入力端子に接続されている。エラーアンプ $Amp1$ は位相補償用抵抗 $R1$ と位相補償用コンデンサ $C1$ を使って積分回路が形成される。エラーアンプ $Amp1$ からは、エラーアンプ出力信号 $Ver_r$ がパルス幅変調用コンパレータ $Cmp1$ のマイナス入力端子と発振回路 $OSC1$ の入力端子に供給されている。また、発振回路 $OSC1$ から出力される三角波信号 $V_{osc1}$ は、パルス幅変調用コンパレータ $Cmp1$ のプラス入力端子に入力される。

【0038】

パルス幅変調用コンパレータ $Cmp1$ のパルス幅変調信号 $V_{cmp}$ は、ワンショット回路 $Oneshot$ 、及びマルチプレクサ回路 $Mux1$ 、 $Mux2$ の入力端子「1」に供給される。また、ワンショット回路 $Oneshot$ の出力はマル



チプレクサ回路Mux 1の入力端子「0」に接続される。さらに、マルチプレクサ回路Mux 2の入力端子「0」は接地されている。マルチプレクサ回路Mux 1, Mux 2の出力端子「OUT」は、それぞれドライブ回路Dr 1とドライブ回路Dr 2を介してPchトランジスタP 1とNchトランジスタN 1のゲートに供給される。なお、マルチプレクサ回路Mux 1, Mux 2の制御入力端子「s」には、PWM/PFM決定回路10から切替え信号PWM/PFMが供給されている。

#### 【0039】

出力用のPchトランジスタP 1のソース、及びドレインはそれぞれ入力電源電圧VinとチョークコイルLとに接続され、ドライブ回路Dr 1によりゲートを駆動される。NchトランジスタN 1は接地電位GNDとチョークコイルLとに接続され、ドライブ回路Dr 2によりゲートを駆動される。チョークコイルLと平滑コンデンサCoutにより直流化された出力電圧信号Voutは負荷LOADに供給され、また抵抗分圧されたフィードバック信号Vfbを生成する。発振回路OSC 1にはエラーアンプ出力信号Verととともに、PWM/PFM決定回路10から切替え信号PWM/PFMが入力され、この切替え信号PWM/PFMのHigh、Lowに応じて発振動作モードを異ならせている。また、ドライブ回路Dr 1への入力信号は、切替え信号PWM/PFMのHigh、Lowに応じてパルス幅変調信号Vcmp、あるいはワンショット回路Oneshotの出力のいずれかに切り替えられる。ドライブ回路Dr 2への入力信号は、切替え信号PWM/PFMのHigh、Lowに応じてパルス幅変調信号Vcmp、あるいは接地電位GNDに切り替えられる。

#### 【0040】

このDC-DCコンバータは、第1のフィードバック制御方式であるPWM制御と第2のフィードバック制御方式であるPFM制御とのいずれかに切替え可能に構成され、負荷LOADを流れる負荷電流が所定値を越えて小さくなる領域においてはPFM制御を選択するとともに、負荷LOADに供給される電圧レベルが変化するときには負荷電流の大きさにかかわらずPWM制御を選択するように構成されている。ここでは、PWM制御とPFM制御とでは回路動作が異なるため



に、DC-DCコンバータは切替え信号PWM/PFMが必要となる。そこで、PWM/PFM決定回路10で生成された切替え信号PWM/PFMを使って、発振回路OSC1の動作モードとマルチプレクサ回路Mux1, Mux2の入力を切り替えている。

【0041】

なお、PWM制御動作のとき切替え信号PWM/PFMをHighとする。また、図1において、マルチプレクサ回路Mux1, Mux2は、それぞれ同じ回路構成である。

【0042】

図2は、図1のDC-DCコンバータにおけるマルチプレクサ回路の具体的な構成例を示す回路図である。

図2において、入力端子2.1には第1の入力信号「1」が、入力端子2.2には第2の入力信号「0」が供給される。P10, P11はPchトランジスタ(MOSFET)であり、N10, N11はNchトランジスタ(MOSFET)であり、これらは2組のアナログスイッチを構成している。入力端子2.3は、それぞれNchトランジスタN10とPchトランジスタP11のゲートに接続され、そこにはセット信号「s」が供給される。また、入力端子2.3は、インバータ回路inv1を介してそれぞれNchトランジスタN11とPchトランジスタP10のゲートに接続されている。

【0043】

ここで、図2に示すマルチプレクサ回路では、入力端子2.3に供給されるセット信号「s」がHighのとき、NchトランジスタN10とPchトランジスタP10が導通し、入力端子2.1に供給された入力信号「1」が出力信号「out」として出力される。その際、NchトランジスタN11とPchトランジスタP11がオフすることで入力端子2.2の入力信号「0」は遮断される。反対に、セット信号「s」がLowのときには、入力端子2.2に供給された入力信号「0」が出力信号「out」として出力される。

【0044】

図3は、図1のDC-DCコンバータにおける発振回路の具体的な構成例を示

す回路図である。

この発振回路OSC1は、オペアンプAmp2、マルチプレクサ回路Mux3、コンパレータCmp2、Cmp3、Pchトランジスタ(MOSFET)P3～P7、Nchトランジスタ(MOSFET)N4～N7、抵抗R4、ノアゲートNOR1、NOR2、及びコンデンサC3から構成されている。

#### 【0045】

図3において、この発振回路OSC1を構成するオペアンプAmp2のマイナス入力には、マルチプレクサ回路Mux3からセレクト端子selへの入力信号電圧に応じて、内部基準電圧V<sub>rosc</sub>、あるいは入力端子inからのエラーアンプ出力信号V<sub>err</sub>のいずれか一方が印加される。マルチプレクサ回路Mux3は、図2で説明したマルチプレクサ回路Mux1、Mux2と同じ機能をもつ。このマルチプレクサ回路Mux3では、セレクト端子Sに供給される切替え信号PWM/PFMがPWMモードであるときは内部基準電圧V<sub>rosc</sub>を出力し、PFMモードのときはエラーアンプ出力信号V<sub>err</sub>を出力する。

#### 【0046】

オペアンプAmp2とPchトランジスタP3、抵抗R4の構成により、PWMモードのときに抵抗R4に流れる電流I3の大きさはV<sub>rosc</sub>/R4となり、PFMモードのときにはV<sub>err</sub>/R4となる。また、PchトランジスタP4はPchトランジスタP3とゲートへの入力が共通であり、ゲート・ソース間電圧が等しいため、PchトランジスタP4のドレイン電流I4は抵抗R4に流れる電流I3にPchトランジスタP4とPchトランジスタP3のゲート幅/ゲート長の比をかけた値になる。このことは、他のトランジスタを流れる電流I5、I6、I7に対しても同様に成り立つ。PchトランジスタP7及びNchトランジスタN7のゲートには、RSフリップフロップを構成するノアゲートNOR2に接続され、その出力信号V<sub>c</sub>が供給される。RSフリップフロップの出力信号V<sub>c</sub>がHighのときNchトランジスタN7がオン、PchトランジスタP7がオフのためコンデンサC3からNchトランジスタN7、N6の経路で電流I7が放電される。RSフリップフロップの出力信号V<sub>c</sub>がLowのときNchトランジスタN7がオフ、PchトランジスタP7がオンのため、コンデン

サC3にPchトランジスタP6, P7の経路で電流I6が充電される。

【0047】

コンデンサC3の充電電圧として出力される三角波信号Vosc1は、Vhosc>Vloscの関係にある内部基準電圧をそれぞれ入力する2つのコンパレータCmp2, Cmp3によって、その電位が監視されている。すなわち、RSフリップフロップの出力信号VcがLowのとき三角波信号Vosc1は電位が上がり、それが内部基準電圧Vhoscを超えた時点でコンパレータCmp2の出力がHighになって出力信号VcがHighに変わる。その後、三角波信号Vosc1は電位が下がり、それが内部基準電圧Vloscより低くなった時点でコンパレータCmp3の出力がHighになって出力信号Vcは再びLowになる。

【0048】

図4に、三角波信号Vosc1の信号波形を示す。

この三角波信号Vosc1は、下限値をVlosc、上限値をVhoscとするとき、その電位上昇の周期Trは、

$$T_r = C_3 \times (V_{hosc} - V_{losc}) / I_6$$

となる。また、同様にして電位下降の周期Tfは、

$$T_f = C_3 \times (V_{hosc} - V_{losc}) / I_7$$

として表すことができる。ここで、電流I6, I7は電流I3の大きさと比例関係にある。したがって、三角波信号Vosc1の発振周波数は、抵抗R4の大きさ、内部基準電圧Vrosc、あるいは入力端子inに印加されるエラーアンプ出力信号Verの電圧値を変えることによって調整することが可能である。

【0049】

図5は、図1のDC-DCコンバータにおけるPWM/PFM決定回路10の具体的な構成例を示す回路図である。

PWM/PFM決定回路10では、DC-DCコンバータのフィードバック制御方式をPWM制御とPFM制御のいずれかに決定する。そのためには、接続される負荷LOADの大きさの程度と、出力電圧信号Voutの変化が要求されているか否かの判定を行わなければならない。ここでは、PWM/PFM決定回路

10は、負荷判定回路51、出力電圧変化検出回路52、ノアゲートNOR3、NOR4、及びオアゲートOR1から構成されている。

#### 【0050】

負荷判定回路51は、入力電源電圧 $V_{in}$ 、ドライブ回路 $Dr1$ から出力されるゲート信号 $Gp1$ 、電圧信号 $Lx$ 、エラーアンプ出力信号 $Ver_r$ 、及びパルス幅変調信号 $V_{cmp}$ が供給され、しきい値 $U_{th}$ 、 $L_{th}$ に基づいて2つのパルス信号 $out\_ov$ 、 $out\_ud$ を出力している。このしきい値 $U_{th}$ は、PFM制御からPWM制御に移る際に負荷LOADの大きさの判定基準とされ、しきい値 $L_{th}$ はPWM制御からPFM制御に移る際の基準とされる。ここでは、負荷判定回路51での安定した動作を保障するため、2つのしきい値には $U_{th} > L_{th}$ のようなヒステリシス特性を持たせている。負荷LOADがしきい値 $U_{th}$ を超えると、パルス信号 $out\_ov$ がHighになり、ノアゲートNOR3、NOR4で構成されるRSフリップフロップの働きによって判定信号 $req1$ がHighに保持される。また、負荷LOADがしきい値 $L_{th}$ を下回ると、パルス信号 $out\_ud$ がHighになり、判定信号 $req1$ がLowに保持される。

#### 【0051】

出力電圧変化検出回路52には、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ 、及び出力電圧信号 $V_{out}$ が供給され、出力電圧制御信号 $V_{cont}$ の変化があった時点から実際に出力電圧信号 $V_{out}$ の変化が収束する時点まで、判定信号 $req2$ をHighに保持する。これらの判定信号 $req1$ と判定信号 $req2$ はオアゲートOR1に入力され、そこで論理オア信号が生成され、それが切替え信号PWM/PFMとして出力される。したがって、負荷条件あるいは出力電圧の変化のいずれかによりPWM動作が要求されるときには、この切替え信号PWM/PFMはHighになる。

#### 【0052】

図6は、PWM/PFM決定回路10における負荷変動及び出力電圧変化に対する切替え信号PWM/PFMの関係を示す図である。

PWM/PFM決定回路10では、負荷LOADが軽負荷で、かつ出力電圧信

号  $V_{out}$  の変化がないと判断されたときにのみ、切替え信号  $PWM/PFM$  は  $Low$  になって、 $DC-DC$  コンバータでは  $PFM$  制御が選択される。

#### 【0053】

図7は、図5の  $PWM/PFM$  決定回路における負荷判定回路51の具体的な構成例を示す回路図である。

負荷判定回路51では、負荷  $LOAD$  の大きさを出力用の  $Pch$  トランジスタ  $P1$  に流れる電流  $I_p$  で判断する。この電流  $I_p$  を測るため、 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のゲートへの入力とドレインとを共通にしたセンス用の  $Pch$  トランジスタ  $Ps$  を設けている。この  $Pch$  トランジスタ  $Ps$  のソースは、電流センス用抵抗  $R_s$  を介して入力電源電圧  $V_{in}$  に接続される。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  に電流  $I_p$  が流れると、 $Pch$  トランジスタ  $Ps$  に電流  $I_s$  が流れる。このとき電流センス用抵抗  $R_s$  に生じる電圧降下がゲート・ソース間電圧に対し充分小さくなるよう設定することにより、電流  $I_s$  は電流  $I_p$  に比例した値となる。電流  $I_s$  により変化するソース電圧  $V_s$  はコンパレータ  $Cmp5$  のマイナス入力端子に供給され、内部電圧源  $E_{s1}$  が入力電源電圧  $V_{in}$  とコンパレータ  $Cmp5$  のプラス入力端子の間に挿入される。その結果、ソース電圧  $V_s$  はコンパレータ  $Cmp5$  において内部基準電圧 ( $V_{in} - V_{os1}$ ) と比較される。ここで、コンパレータ  $Cmp5$  の出力電圧を  $I_{cmp}$  とする。

#### 【0054】

この出力電圧  $I_{cmp}$  はリセット端子付きの  $D$  フリップフロップ  $DFF1$  のリセット端子  $R$  に入力される。 $D$  フリップフロップ  $DFF1$  は、パルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  からのパルス幅変調信号  $V_{cmp}$  の立下りで  $High$  を取り込むように構成され、その出力  $Q1$  は後段の  $D$  フリップフロップ  $DFF2$  に、パルス幅変調信号  $V_{cmp}$  の立ち上がりで取り込まれる。 $D$  フリップフロップ  $DFF2$  の出力  $Q2$  からは、アンドゲート  $AND1$  において遅延回路  $dly1$  により遅延した信号の反転信号と出力  $Q2$  自身のアンド論理信号が形成され、パルス信号  $out\_ud$  として出力される。

#### 【0055】

また、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  はコンパレータ  $Cmp4$  を用いて内部基



準電圧  $V_{rov}$  と比較される。このコンパレータ  $Cmp4$  には、遅延回路  $dly2$  とアンドゲート  $AND2$  とが接続され、遅延回路  $dly2$  により遅延した信号の反転信号とコンパレータ  $Cmp4$  自身の出力とのアンド論理信号が、アンドゲート  $AND2$  からパルス信号  $out\_ov$  として出力される。

## 【0056】

つぎに、この負荷判定回路51の動作について説明する。

図8は、図7の負荷判定回路51の動作波形を示す図である。ここでは、負荷電流が減ってきて、PWM制御からPFM制御に移る場合を表している。

## 【0057】

同図(a)は、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  と三角波信号  $V_{osc1}$  の変化を示している。ここでは、 $V_{osc1} > V_{err}$  のとき出力段の  $Nch$  トランジスタ  $N1$  がオンし、 $V_{osc1} < V_{err}$  のとき出力段の  $Pch$  トランジスタ  $P1$  がオンする。

## 【0058】

同図(b)は、チョークコイル  $L$  に流れるコイル電流  $I_L$  の変化を示している。コイル電流  $I_L$  は、 $Pch$  トランジスタ  $P1$  がオンしているときに増加し、 $Nch$  トランジスタ  $N1$  がオンしているときには減少する。図の左側に示される波形は負荷電流が大きい場合であり、右側に示される波形は負荷電流が小さい場合である。いずれも負荷電流は時間とともに減少している。

## 【0059】

同図(c)は、 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のソースと電流センス用抵抗  $R_s$  との接続点におけるソース電圧  $V_s$  の変化を示している。このソース電圧  $V_s$  は、 $Pch$  トランジスタ  $P1$  を流れる電流  $I_p$  に応じた電圧値となっている。 $Nch$  トランジスタ  $N1$  がオンの期間には、電流センス用抵抗  $R_s$  に電流が発生しないため、ソース電圧  $V_s$  は入力電源電圧  $V_{in}$  を維持する。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  がオンして電流  $I_p$  が増加するにつれてソース電流  $I_s$  も増え、ソース電圧  $V_s$  は低下してくる。

## 【0060】

同図(d)は、コンパレータ  $Cmp5$  の出力電圧  $I_{cmp}$  の変化を示している



。同図(b)～(d)に示すように、チョークコイルLに流れるコイル電流 $I_L$ が $I_{l1}$ から $I_{h1}$ に増加するタイミングT1では、ソース電圧 $V_s$ はA1からB1に低下し、コイル電流 $I_L$ が $I_{l2}$ から $I_{h2}$ に増加するタイミングT2では、ソース電圧 $V_s$ はA2からB2に低下する。そして、ソース電圧 $V_s$ は内部基準電圧( $V_{in}-V_{os1}$ )と比較され、ソース電圧 $V_s$ が低くなるときには、出力電圧 $I_{cmp}$ がHighになる。すなわち、ソース電圧 $V_s$ がA1からB1に移るタイミングT1では、内部基準電圧 $V_{os1}$ を超えたところで出力電圧 $I_{cmp}$ はHighになる。しかし、ソース電圧 $V_s$ がA2からB2に移るタイミングT2では内部基準電圧 $V_{os1}$ を超えないため、出力電圧 $I_{cmp}$ はLowを維持したままである。

## 【0061】

同図(e)(f)(g)(h)は、それぞれパルス幅変調信号 $V_{cmp}$ の信号波形、DフリップフロップDFF1の出力Q1、DフリップフロップDFF2の出力Q2、パルス信号 $out\_ud$ を示している。

## 【0062】

DフリップフロップDFF1は、パルス幅変調信号 $V_{cmp}$ の各パルスの立下りタイミングでHighを取り込み、出力電圧 $I_{cmp}$ のHighレベルでリセットされるため、出力電圧 $I_{cmp}$ がHighにならなくなった時点で、出力Q1はHighを維持する。DフリップフロップDFF1の出力Q1は、さらにパルス幅変調信号 $V_{cmp}$ の立上りにおいてDフリップフロップDFF2で取り込まれ、出力Q2として出力される。出力Q2の立上り時にパルス信号 $out\_ud$ として出力される。

## 【0063】

このように、負荷電流が時間とともに減少していく場合、PchトランジスタP1を流れる電流 $I_p$ のピーク値がある所定のレベル $L_{th}$ を下回ると、パルス信号 $out\_ud$ が出力される。

## 【0064】

つぎに、負荷電流が増えてきて、パルス信号 $out\_ov$ によってPFM制御からPWM制御に移る場合について説明する。PFM制御動作の状態で負荷LO

A D が重くなってくると、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  を高くして、スイッチング周波数を上げるようにフィードバック制御が働く。図 7 に示す負荷判定回路 5 1 から分かるように、エラーアンプ出力信号  $V_{err}$  の電圧値が高くなり内部基準電圧  $V_{rov}$  を超えると、コンパレータ  $Cmp 4$  の出力が  $High$  に変わる。コンパレータ  $Cmp 4$  の出力を受ける遅延回路  $dly 2$  とアンドゲート  $AND 2$  により  $High$  になった時点で、パルス信号  $out\_ov$  としてパルスが出力される。

## 【 0 0 6 5 】

このように、負荷電流が時間とともに増加していく場合、 $Pch$  トランジスタ  $P 1$  を流れる電流  $I_p$  のピーク値がある所定のレベル  $U_{th}$  を超えるとき、パルス信号  $out\_ov$  が出力される。

## 【 0 0 6 6 】

なお、これらのパルス信号を出力するしきい値となる  $U_{th}$ ,  $L_{th}$  は、切替え信号  $PWM/PFM$  が所定のヒステリシス特性をもつように、 $U_{th} > L_{th}$  の関係に設定されている。

## 【 0 0 6 7 】

図 9 は、図 5 の  $PWM/PFM$  決定回路における出力電圧変化検出回路 5 2 の具体的な構成例を示す回路図である。

出力電圧変化検出回路 5 2 は、微分回路 9 1, 9 3、二乗回路 9 2, 9 4、及びセット付き D フリップフロップ  $DFF 3$  とから構成されている。微分回路 9 1 には出力電圧制御信号  $V_{cont}$  が供給され、その微分出力  $S 1$  を二乗回路 9 2 により絶対値信号  $S 2$  に変換している。また、出力電圧信号  $V_{out}$  は、微分回路 9 3 に供給され、その微分出力  $S 3$  を二乗回路 9 4 により絶対値信号  $S 4$  に変換している。二乗回路 9 2, 9 4 は、それぞれ D フリップフロップ  $DFF 3$  のセット端子  $s$  とクロック端子に接続されている。したがって、二つの絶対値信号  $S 2$ ,  $S 4$  に基づいて出力電圧の変化に対応する判定信号  $req 2$  が、D フリップフロップ  $DFF 3$  の  $Q$  信号として出力される。

## 【 0 0 6 8 】

図 1 0 は、出力電圧変化検出回路 5 2 の各部動作信号波形を示している。出力

電圧制御信号  $V_{cont}$  の微分出力  $S1$  の絶対値をとることで、同図 (d) に示すように出力電圧制御信号  $V_{cont}$  の変化時に  $High$  となる絶対値信号  $S2$  が得られる。出力電圧信号  $V_{out}$  についても同様に、出力電圧信号  $V_{out}$  の変化時に  $High$  となる絶対値信号  $S4$  を得る。そして、Dフリップフロップ  $DF3$  を用いて、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  を変えた直後から出力電圧信号  $V_{out}$  が変化していった、それが安定するまでの間、判定信号  $req2$  を  $High$  に保持することができる。

## 【0069】

図11は、図9とは別の出力電圧変化検出回路の具体的な構成例を示す回路図である。

同図において、出力電圧変化検出回路52は、電圧源  $E_{s2}$ 、 $E_{s3}$ 、コンパレータ  $C_{mp6}$ 、 $C_{mp7}$ 、およびオアゲート  $OR2$  から構成されている。エラーアンプ  $A_{mp1}$ 、位相補償用抵抗  $R1$ 、位相補償用コンデンサ  $C1$  は、図1のDC-DCコンバータを構成する増幅手段であって、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  を基準電圧として負荷  $LOAD$  に供給される電圧レベルに応じて変化するフィードバック信号との差電圧を増幅するものである。位相補償用抵抗  $R1$  の端子間に発生する電圧  $V_{R1}$  は、電圧源  $E_{s2}$  を介してコンパレータ  $C_{mp6}$  のプラス入力端子にオフセット電圧  $-V_{of}$  を加えて供給され、コンパレータ  $C_{mp7}$  のプラス入力端子にそのまま供給されている。また、フィードバック信号  $V_{fb}$  は、電圧源  $E_{s3}$  を介してコンパレータ  $C_{mp7}$  のマイナス入力端子にオフセット電圧  $V_{of}$  を加えて供給され、コンパレータ  $C_{mp6}$  のマイナス入力端子にはそのまま供給されている。

## 【0070】

コンパレータ  $C_{mp6}$ 、 $C_{mp7}$  の各出力信号  $V_{cmp6}$ 、 $V_{cmp7}$  は、オアゲート  $OR2$  に入力され、このオアゲート  $OR2$  において出力電圧変化検出回路52の出力として判定信号  $req2$  が生成される。

## 【0071】

つぎに、出力電圧変化検出回路52の動作について説明する。図12は、図11の出力電圧変化検出回路における各部の動作信号波形を示す図である。

同図(a)において、時刻 $t_1$ で出力電圧制御信号 $V_{cont}$ を上げると、出力電圧信号 $V_{out}$  (同図(b))も上昇するが、エラーアンプ $Amp_1$ の働きによってエラーアンプ出力信号 $V_{err}$ が上昇するために、位相補償用コンデンサ $C_1$ に電流が流れる(同図(c))。これに伴って、位相補償用抵抗 $R_1$ に電圧降下 $V_{R1}$ が生じる。時刻 $t_2$ で出力電圧信号 $V_{out}$ が安定すると、エラーアンプ出力信号 $V_{err}$ も一定の値になって、位相補償用コンデンサ $C_1$ に流れていた電流が停止する。その結果、同図(d)に示すように、位相補償用抵抗 $R_1$ での電圧降下 $V_{R1}$ も0となる。コンパレータ $Cmp_6$ は、電圧降下 $V_{R1}$ に対してオフセット電圧 $V_{of}$ を越える期間だけ出力信号 $V_{cmp_6}$ に矩形電圧波形を生じる。

## 【0072】

時刻 $t_3$ で出力電圧制御信号 $V_{cont}$ を下げると、出力電圧信号 $V_{out}$  (同図(b))が下降を始めるとともに、エラーアンプ $Amp_1$ の働きによってエラーアンプ出力信号 $V_{err}$ が下降するから、同図(d)に示すように、位相補償用コンデンサ $C_1$ には逆方向の電流が流れる。これにより、位相補償用抵抗 $R_1$ には電圧降下 $V_{R1}$ が生じる。そして、時刻 $t_4$ で出力電圧信号 $V_{out}$ が安定すると、エラーアンプ出力信号 $V_{err}$ も一定の値になって、位相補償用コンデンサ $C_1$ に流れていた電流が停止し、位相補償用抵抗 $R_1$ での電圧降下 $V_{R1}$ も0となる。コンパレータ $Cmp_7$ は、電圧降下 $-V_{R1}$ に対してオフセット電圧 $V_{of}$ を越える期間だけ出力信号 $V_{cmp_7}$ に矩形電圧波形を生じる。

## 【0073】

コンパレータ $Cmp_6$ 、 $Cmp_7$ の各出力信号 $V_{cmp_6}$ 、 $V_{cmp_7}$ に基づいて、オアゲート $OR_2$ から出力される検出信号 $req_2$ は、出力電圧変化の検出信号として、出力電圧信号 $V_{out}$ の変化時に $High$ となる。

## 【0074】

このように図11に示す電圧変化検出回路52では、増幅手段であるエラーアンプ $Amp_1$ から出力されるエラーアンプ出力信号 $V_{err}$ とエラーアンプ $Amp_1$ へのフィードバック信号 $V_{fb}$ とのバランスに基づいて、負荷 $LOAD$ に供給される電圧レベルの変化を検出することができる。言い換えれば、出力電圧を

レギュレートするエラーアンプ  $Amp1$  の入出力端子間に設けた位相補償用抵抗  $R1$  に対して、電流が発生していない場合にはバランスしている状態とみなして、出力電圧信号  $Vout$  は一定であると判断している。これに対して、位相補償用抵抗  $R1$  に対して電流が発生しているときは、バランスしていない状態であって、出力電圧信号  $Vout$  に変化が生じているものとみなすことができる。

## 【0075】

図13は、負荷電流が急激に変動した場合の出力電圧変化検出回路における各部の動作信号波形を示す図である。

ここでは、出力電圧制御信号  $Vcont$  は変化しないまま一定に保たれているが、負荷電流が時刻  $t1$  で急激に減少し、その後、時刻  $t3$  で急激に上昇する場合の、図11に示す出力電圧変化検出回路52の動作信号を説明する。ここでも、オフセット電圧  $Vof$  の大きさに応じて、一定以上の急激な負荷電流の変化が検出されることにより、オアゲート  $OR2$  から出力される検出信号  $req2$  が  $High$  になって、DC-DCコンバータのフィードバック制御方式が  $PFM$  から  $PWM$  に切り替えられる。

## 【0076】

つぎに、図1に示したDC-DCコンバータの動作について説明する。

切替え信号  $PWM/PFM$  が  $High$  のときは、発振回路  $OSC1$  は一定の周波数の三角波信号  $Vosc1$  を出力する。マルチプレクサ回路  $Mux1$ 、 $Mux2$  はそれぞれパルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  の出力をドライブ回路  $Dr1$ 、 $Dr2$  に伝える。したがって、切替え信号  $PWM/PFM$  が  $High$  のときは通常の  $PWM$  制御と同じ制御動作を行う。

## 【0077】

切替え信号  $PWM/PFM$  が  $Low$  のときは、発振回路  $OSC1$  はエラーアンプ出力信号  $Verr$  に応じた発振周波数の三角波信号  $Vosc1$  を出力する。 $Pch$  トランジスタ  $P1$  のゲート信号には、パルス幅変調用コンパレータ  $Cmp1$  の出力をトリガー入力とするワンショット回路  $Oneshot$  の出力が使用される。 $Nch$  トランジスタ  $N1$  のゲート信号は接地電位  $GND$  に固定され、 $Nch$  トランジスタ  $N1$  は常にオフ状態となり、接地電位  $GND$  とチョークコイル  $L$  の



間には、NchトランジスタN1の基板ダイオードD2が電流経路として存在する。したがって、この場合のDC-DCコンバータの構成は図19に示したDC-DCコンバータと同じ構成となり、同じPFM制御動作を行うものとなる。

【0078】

以上のことから、出力電圧信号Voutに変化がなく、req2=Lowの場合に、重負荷（req1=High）では切替え信号PWM/PFMがHighとなってDC-DCコンバータはPWM動作を行い、軽負荷（req1=Low）のときはPFM動作に切り替わる。したがって、DC-DCコンバータのスイッチング損失を少なくして、広い負荷範囲において高い変換効率が維持できる。

【0079】

つぎに、出力電圧信号Voutが変化して、req2=Highとなる場合を考えると、重負荷（req1=High）では出力電圧信号Voutの変化にかかわらずPWM動作を続けるから、短い期間で出力電圧信号Voutの変化に追従した制御を行うことができる。

【0080】

図14は、PWM制御において出力電圧信号Voutが変化する様子を示す信号波形図である。

出力電圧制御信号Vcontを時刻t1で上げ、時刻t3で下げる。このことに伴い出力電圧信号Voutは電位Vout1から電位Vout2まで時間Tr2をかけて上昇し、電位Vout2から電位Vout1まで時間Tf2をかけて下降する。平滑コンデンサCoutに対する電流は、出力電圧信号Voutの増減に伴い平滑コンデンサCoutの電荷が増減するための電流と、負荷電流との和である。簡単のため、負荷電流は出力電圧信号Voutの大きさにかかわらず一定とする。平滑コンデンサCoutの電荷を増減するため電流の流れ込みと吐き出しが生じる。

【0081】

この流れ込みの電流値Icrg1は、

$$I_{crg1} = C_{out} \times (V_{out2} - V_{out1}) / T_{r2}$$

と表すことができる。また、吐き出し電流Idis1は



$$I_{dis1} = C_{out} \times (V_{out2} - V_{out3}) / T_{f2}$$

と表すことができる。これらの式から、出力電圧信号  $V_{out}$  の変化時間を短縮するためには電流値を速く、かつ大きく変化させることが必要となる。

## 【0082】

出力段のトランジスタ (MOSFET)  $N1$ ,  $P1$  と、チョークコイル  $L$  とを介して平滑コンデンサ  $C_{out}$  を充放電するときの電流波形は、出力電圧信号  $V_{out}$  の電位を変えるために必要な充放電と負荷電流との和の電流を中心にしたスイッチング電流波形となる。PWM制御ではスイッチタイミング毎にデューティ比を変えているために比較的短時間で電流値を増減させることが可能である。また、スイッチング周波数を高くすることによって、より短時間に電流値を変えることが可能となる。さらに、出力電圧を下げるときに平滑コンデンサ  $C_{out}$  から  $Nch$  トランジスタ  $N1$  を介して接地電位  $GND$  にマイナスの電流を放電することで、早い電圧降下が可能となる。

## 【0083】

つぎに、出力電圧信号  $V_{out}$  が変化して  $req2 = High$  となる場合であって、しかも軽負荷（すなわち、 $req1 = Low$ ）のときの動作について説明する。

## 【0084】

図15は、図1のDC-DCコンバータの軽負荷時における出力電圧の変化を示す波形図である。

時刻  $t_0$  において出力電圧信号  $V_{out}$  は変化前であるため、判定信号  $req2$  と切替え信号 PWM/PFM は  $Low$  であり、DC-DCコンバータは PFM 動作を行っている。そのため、チョークコイル  $L$  を流れるコイル電流  $I_L$  は不連続になっている。

## 【0085】

出力電圧制御信号  $V_{cont}$  が高く変化する時刻  $t_1$  で判定信号  $req2$  と切替え信号 PWM/PFM は  $High$  になり、PWM動作に移る。コイル電流  $I_L$  は連続的に流れるようになり、平滑コンデンサ  $C_{out}$  に流れ込む電流の平均値が著しく大きくなるため、出力電圧信号  $V_{out}$  を短期間に上昇させることがで

きる。出力電圧信号  $V_{out}$  の変化が終了する時刻  $t_2$  以降は PFM 動作に戻り、低消費動作を続ける。

## 【0086】

出力電圧制御信号  $V_{cont}$  が低く変化する時刻  $t_3$  で PWM 動作に移ると、コイル電流  $I_L$  は連続的に流れ、かつ電流の一部あるいは全体がマイナスの値になる。コイル電流  $I_L$  がマイナスのときは、平滑コンデンサ  $C_{out}$  の電荷がチョークコイル  $L$  を介して放電する方向を示す。したがって、通常の PFM 動作では、マイナスの電流を流せないため出力電圧信号  $V_{out}$  を下げるときは、平滑コンデンサ  $C_{out}$  と負荷電流の時定数より短い時間で低下できなかったが、この発明の DC-DC コンバータでは出力電圧信号  $V_{out}$  を短期間に低下させることが可能となる。出力電圧信号  $V_{out}$  の変化が終了する時刻  $t_4$  以降は再び PFM 動作に戻り、低消費動作を続ける。

## 【0087】

図16は、図1の DC-DC コンバータに出力電圧変化検出回路として図11に示す回路を使用した場合における負荷電流の急変時での出力電圧の変化を示す波形図である。

## 【0088】

時刻  $t_0$  においては、負荷電流  $I_{out}$  が小さいために、判定信号  $req_2$  と切替え信号 PWM/ PFM は Low であり、DC-DC コンバータは PFM 動作を行っている。そのため、チョークコイル  $L$  を流れるコイル電流  $I_L$  は不連続になっている。

## 【0089】

負荷電流  $I_{out}$  が急激に減少する時刻  $t_1$  では、出力電圧信号  $V_{out}$  が上昇する。このとき、判定信号  $req_2$  と切替え信号 PWM/ PFM は High になって PWM 動作に移り、コイル電流  $I_L$  は連続的に流れるようになる。したがって、PFM 制御の場合に比較して、出力電圧信号  $V_{out}$  を短期間に収束させることができる。出力電圧信号  $V_{out}$  の変化が終了する時刻  $t_2$  以降は再び PFM 動作に戻り、低消費動作を続ける。

## 【0090】

負荷電流  $I_{out}$  が急激に増加する時刻  $t_3$  では、出力電圧信号  $V_{out}$  が下降する。このとき PWM 動作に移ることによって、コイル電流  $I_L$  は連続的に流れる。したがって、出力電圧制御信号  $V_{cont}$  が変化しないで、負荷に流れる電流  $I_{out}$  が変わった場合にも、この発明の DC-DC コンバータでは出力電圧信号  $V_{out}$  を短期間に収束させることが可能となる。出力電圧信号  $V_{out}$  が収束する時刻  $t_4$  以降には、再び PFM 動作に戻り、低消費動作を続ける。

【0091】

【発明の効果】

以上に説明したように、この発明によれば、PWM/PFM 切替え機能を有する DC-DC コンバータにおいて、広い負荷範囲において高い効率を維持して、しかも軽負荷条件で PFM 動作を行っているときでも出力電圧を高速に変化できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明の DC-DC コンバータの一例を示す回路図である。

【図 2】

図 1 の DC-DC コンバータにおけるマルチプレクサ回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 3】

図 1 の DC-DC コンバータにおける発振回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 4】

図 3 の発振回路から出力される三角波信号を示す信号波形図である。

【図 5】

図 1 の DC-DC コンバータにおける PWM/PFM 決定回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 6】

図 5 の PWM/PFM 決定回路における負荷変動及び出力電圧変化に対する切替え信号 PWM/PFM の関係を示す図である。

【図 7】

図 5 の P W M / P F M 決定回路における負荷判定回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 8】

図 7 の負荷判定回路における各部の動作信号波形を示す図である。

【図 9】

図 5 の P W M / P F M 決定回路における出力電圧変化検出回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 1 0】

図 9 の出力電圧変化検出回路における各部の動作信号波形を示す図である。

【図 1 1】

図 9 とは別の出力電圧変化検出回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図 1 2】

図 1 1 の出力電圧変化検出回路における各部の動作信号波形を示す図である。

【図 1 3】

負荷電流が急激に変動した場合の出力電圧変化検出回路における各部の動作信号波形を示す図である。

【図 1 4】

図 1 の D C - D C コンバータを P W M 制御する場合の出力電圧信号が変化する様子を示す信号波形図である。

【図 1 5】

図 1 の D C - D C コンバータの軽負荷時における出力電圧の変化を示す波形図である。

【図 1 6】

図 1 の D C - D C コンバータにおける負荷電流の急変時での出力電圧の変化を示す波形図である。

【図 1 7】

P W M 制御方式の降圧 D C - D C コンバータの一例を示す回路図である。

【図 1 8】

図 1 7 の降圧 DC-DC コンバータにおける PWM 制御の動作波形を示す波形図である。

【図 1 9】

PFM 制御の DC-DC コンバータの一例を示す回路図である。

【図 2 0】

PFM 制御の DC-DC コンバータにおける動作波形を示す波形図である。

【図 2 1】

PFM 制御において出力電圧信号の変化する様子を示す信号波形図である。

【符号の説明】

A m p 1 エラーアンプ

R 1 位相補償用抵抗

C 1 位相補償用コンデンサ

R 2, R 3 帰還抵抗

O S C 1 発振回路

C m p 1 パルス幅変調用コンパレータ

P 1 P c h トランジスタ (M O S F E T)

L チョークコイル

D r 1, D r 2 ドライブ回路

N 1 N c h トランジスタ (M O S F E T)

C o u t 平滑コンデンサ

L O A D 負荷

O n e s h o t ワンショット回路

M u x 1, M u x 2 マルチプレクサ回路

D 1 還流ダイオード

1 0 P W M / P F M 決定回路

V f b フィードバック信号

V c o n t 出力電圧制御信号

V o u t 出力電圧信号

V e r r エラーアンプ出力信号

V o s c l 三角波信号

V i n 入力電源電圧

P W M / P F M 切替え信号

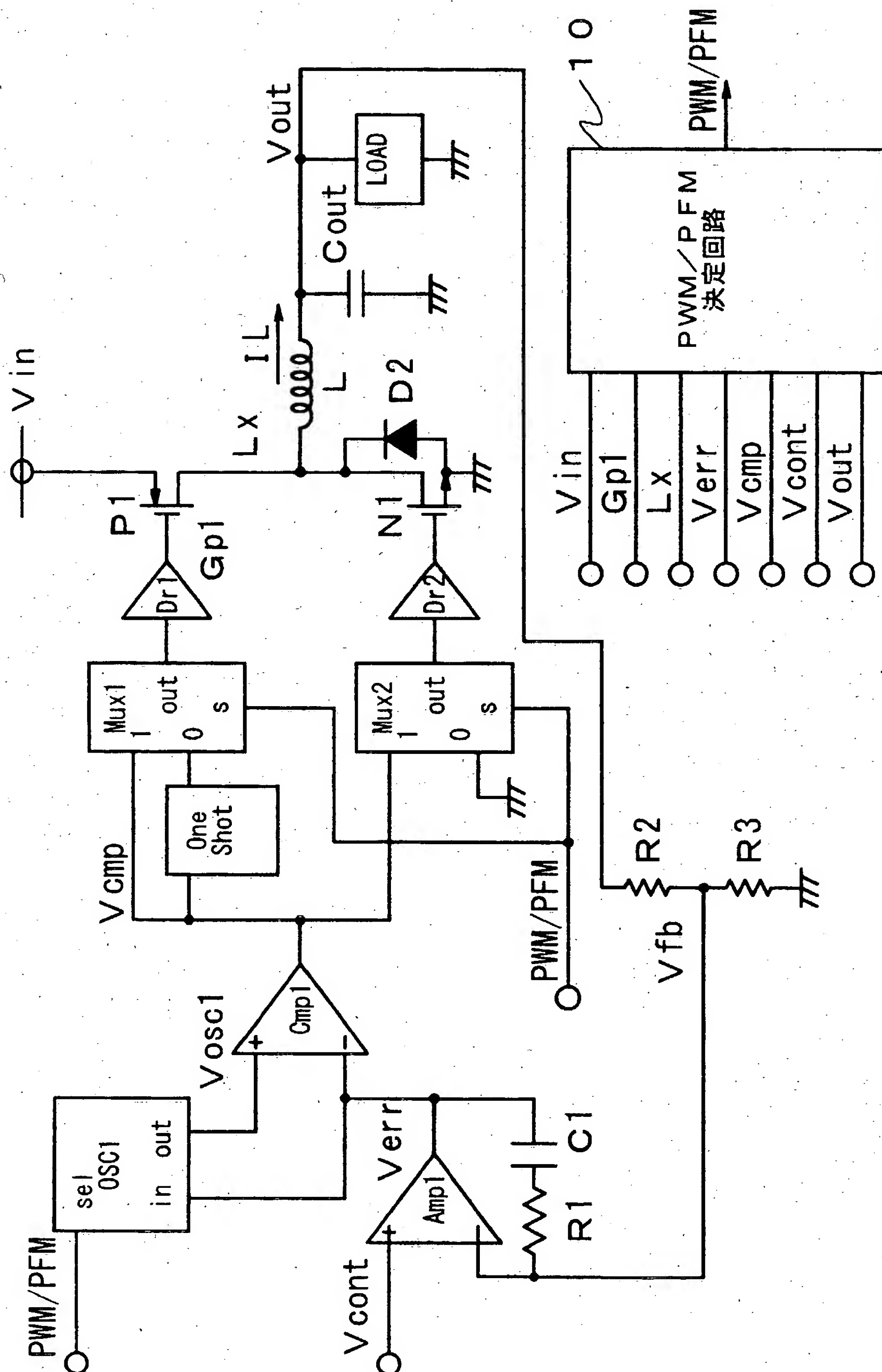
V c m p パルス幅変調信号



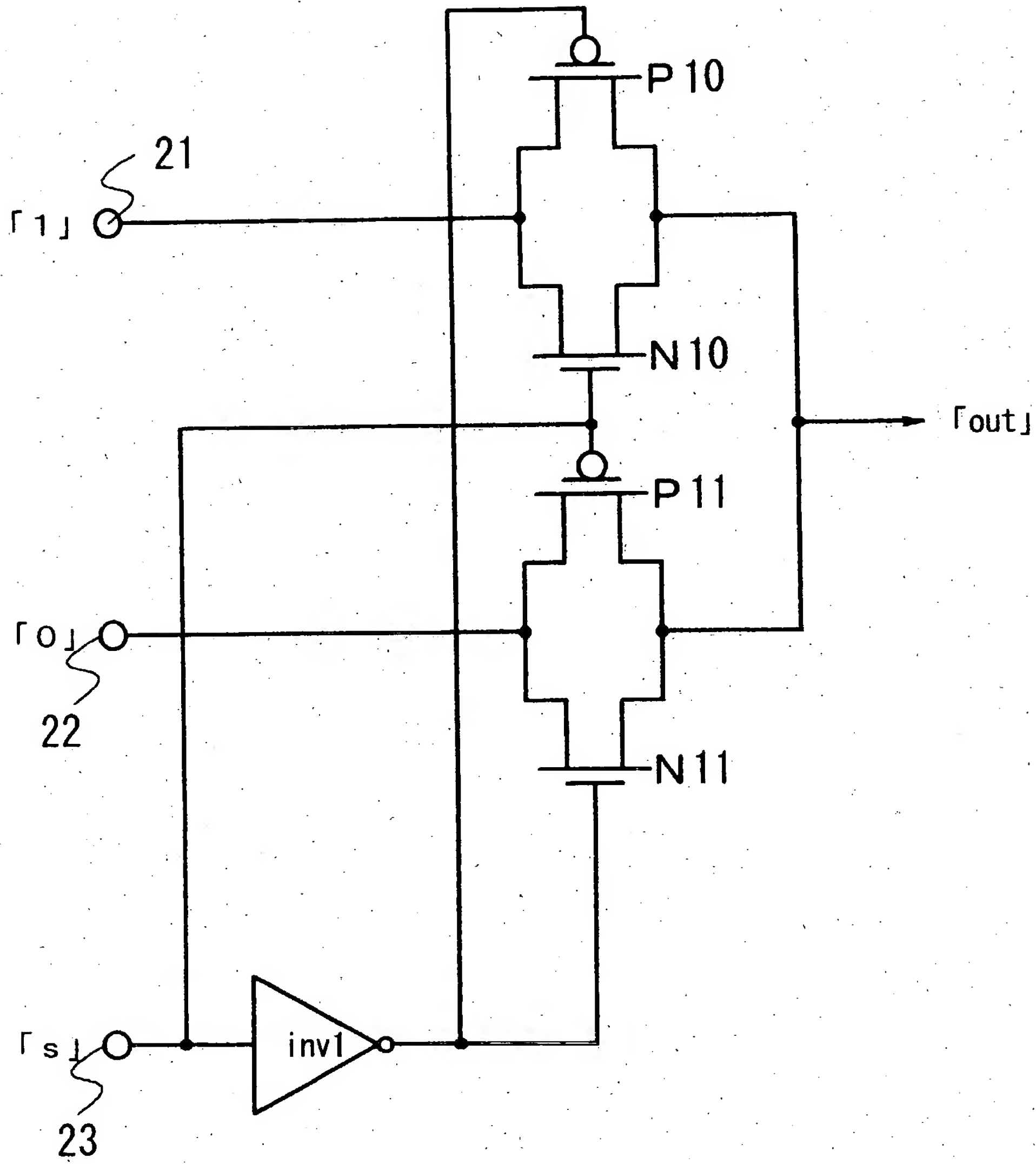
【書類名】

図面

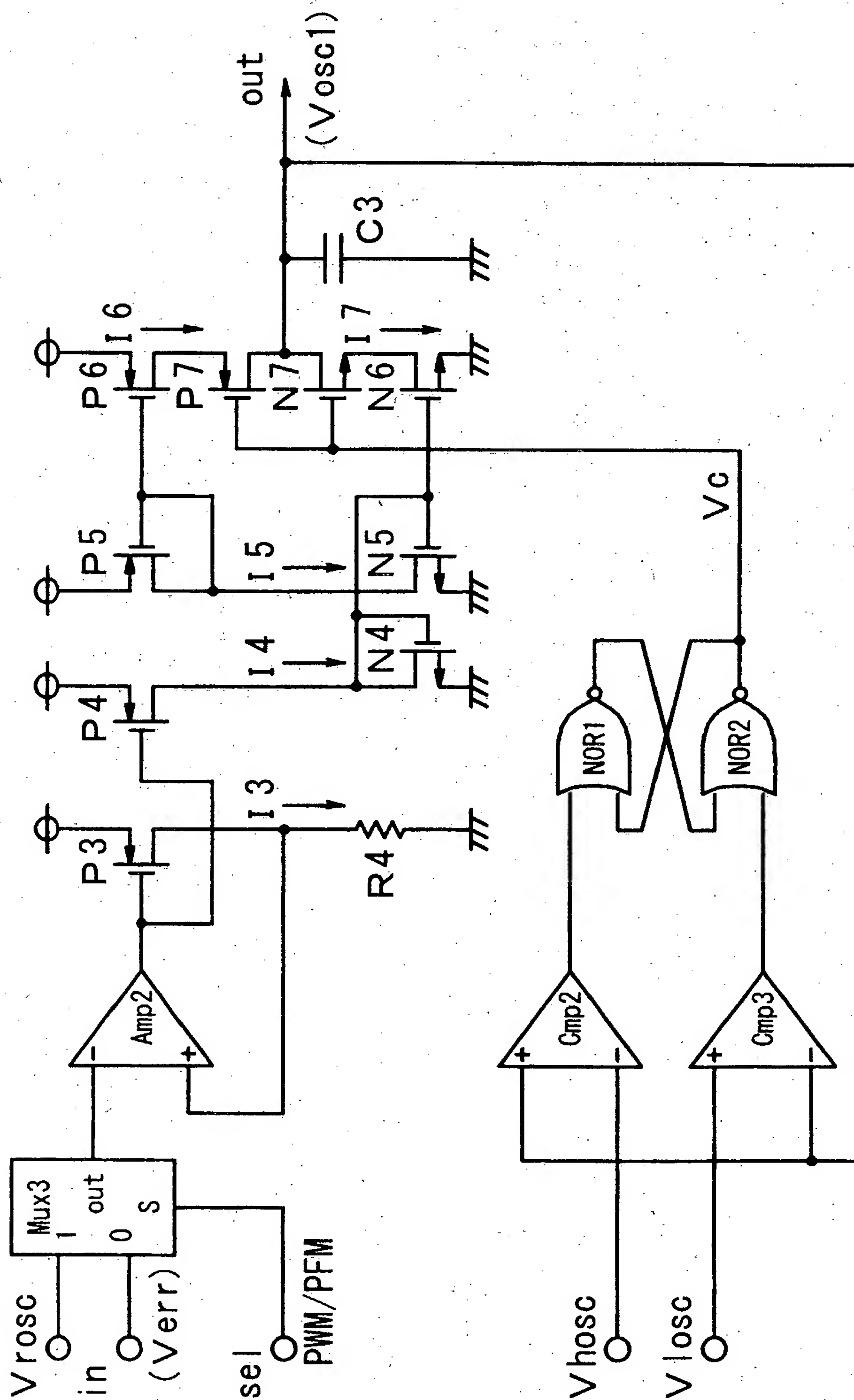
【図 1】



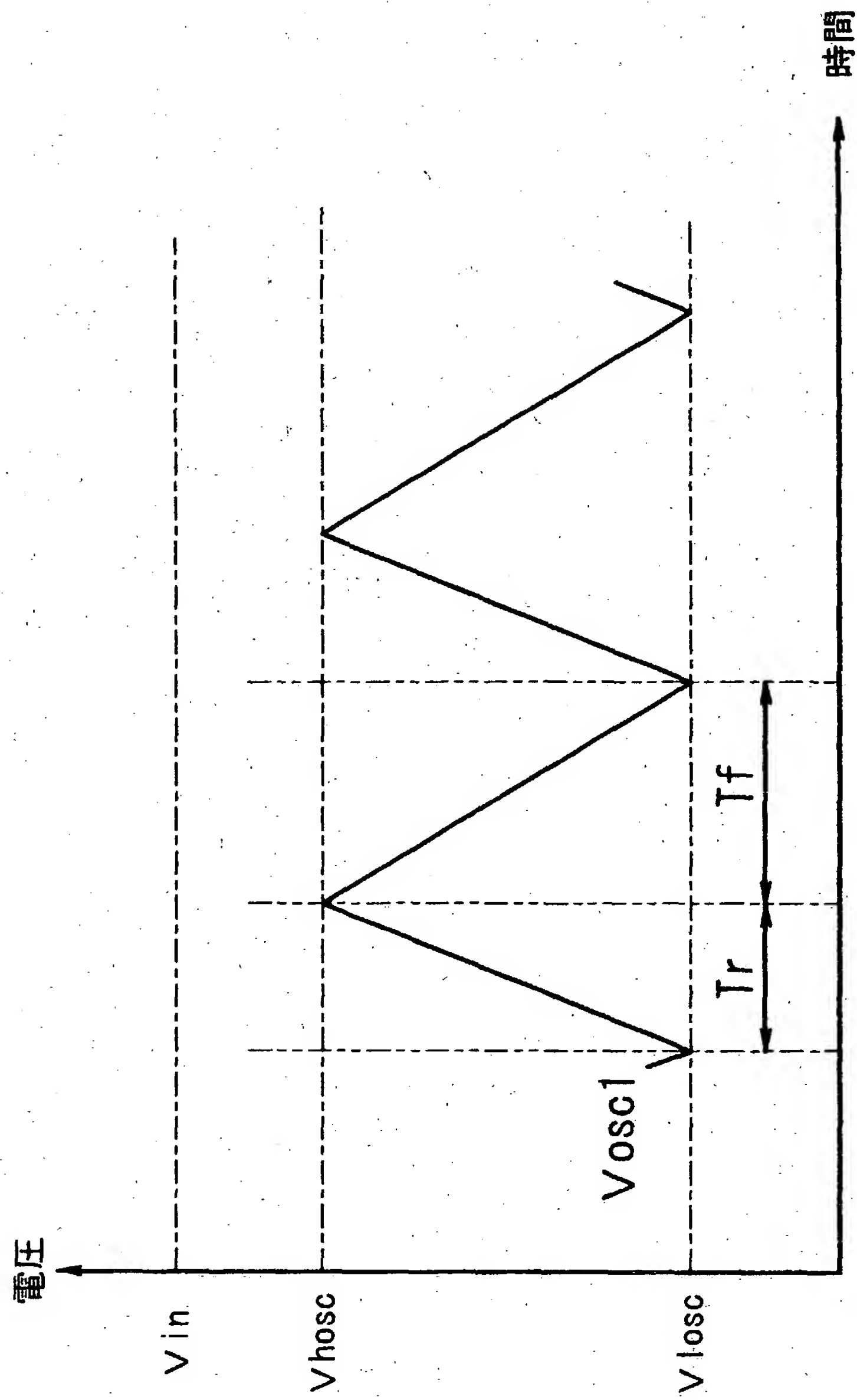
【図 2】



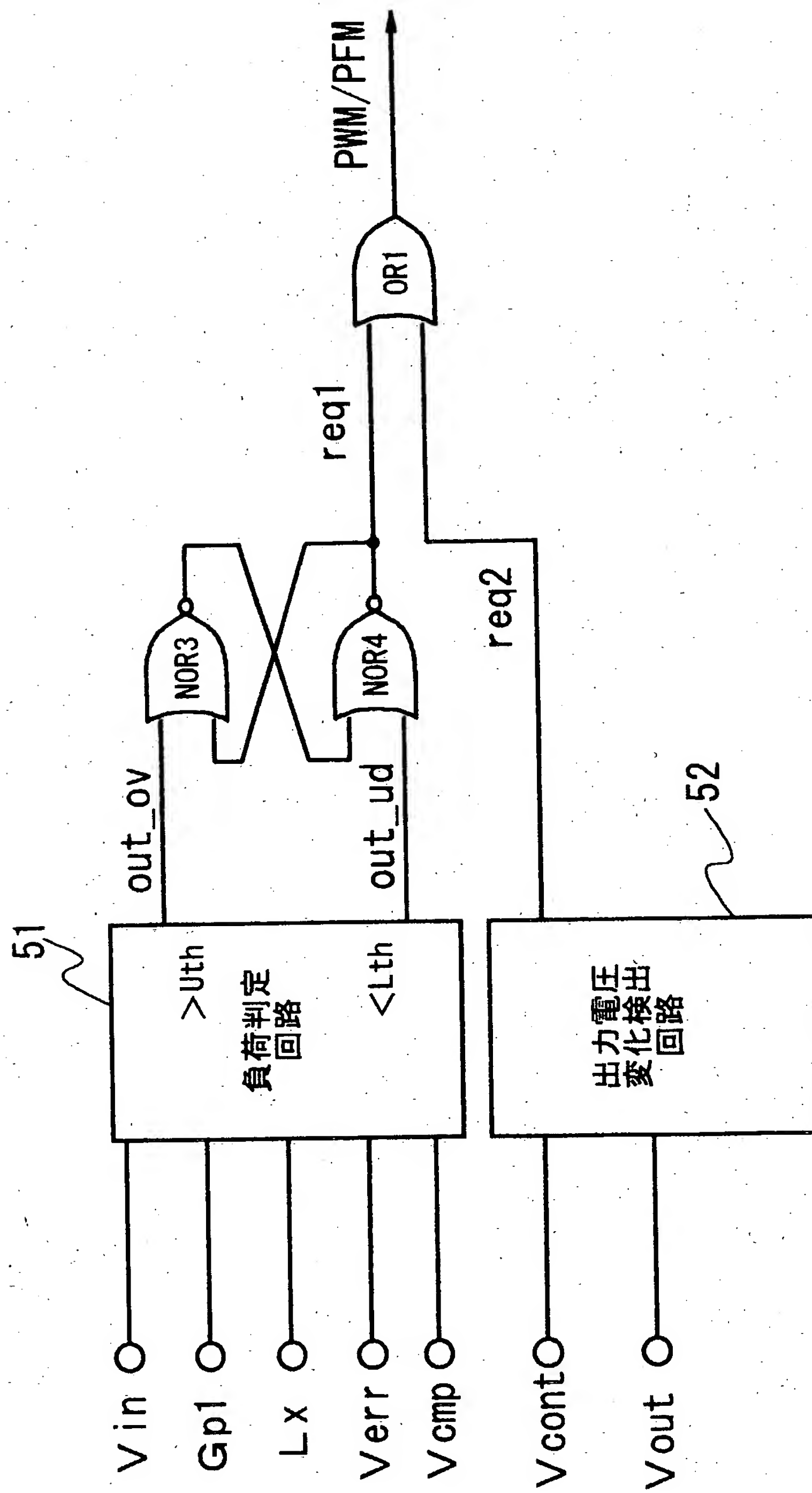
【図 3】



【図 4】



【図 5】

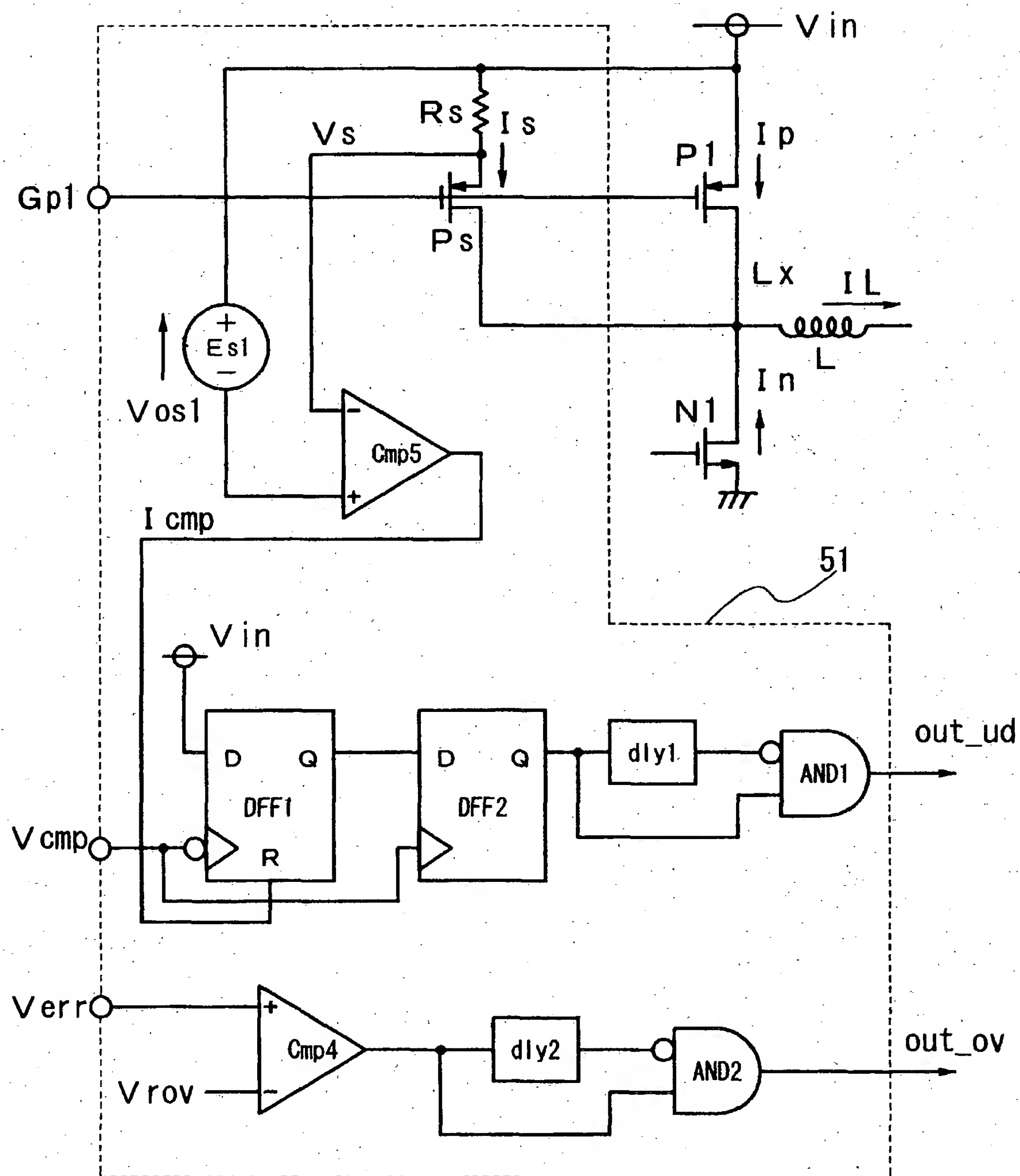




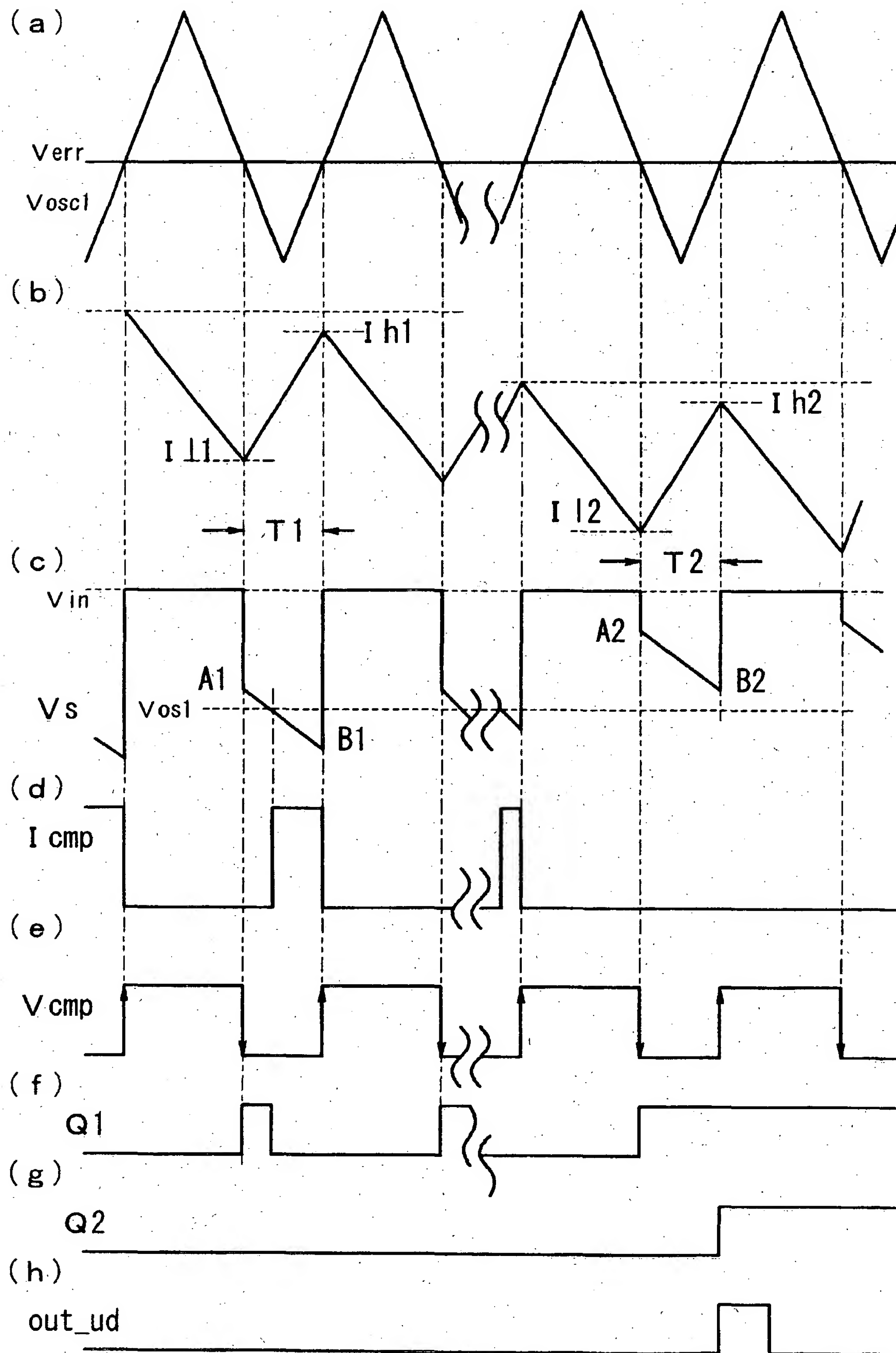
【図 6】

出力電圧 負荷状態	変化なし (req2=Low)	変化あり (req2=High)
	軽負荷 (req1=Low)	PWM/PFM =High
重負荷 (req1=High)	PWM/PFM =High	PWM/PFM =High

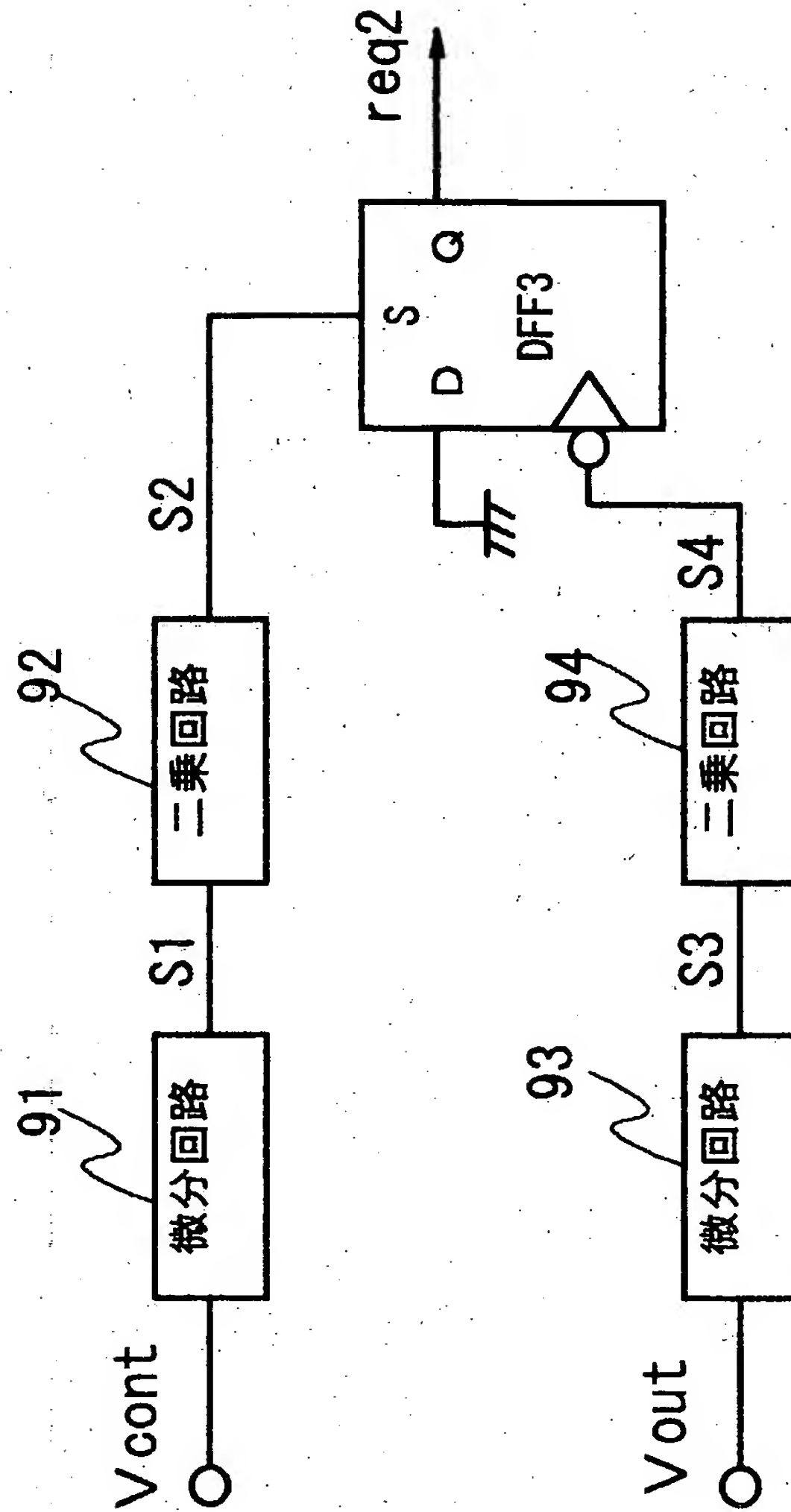
【図 7】



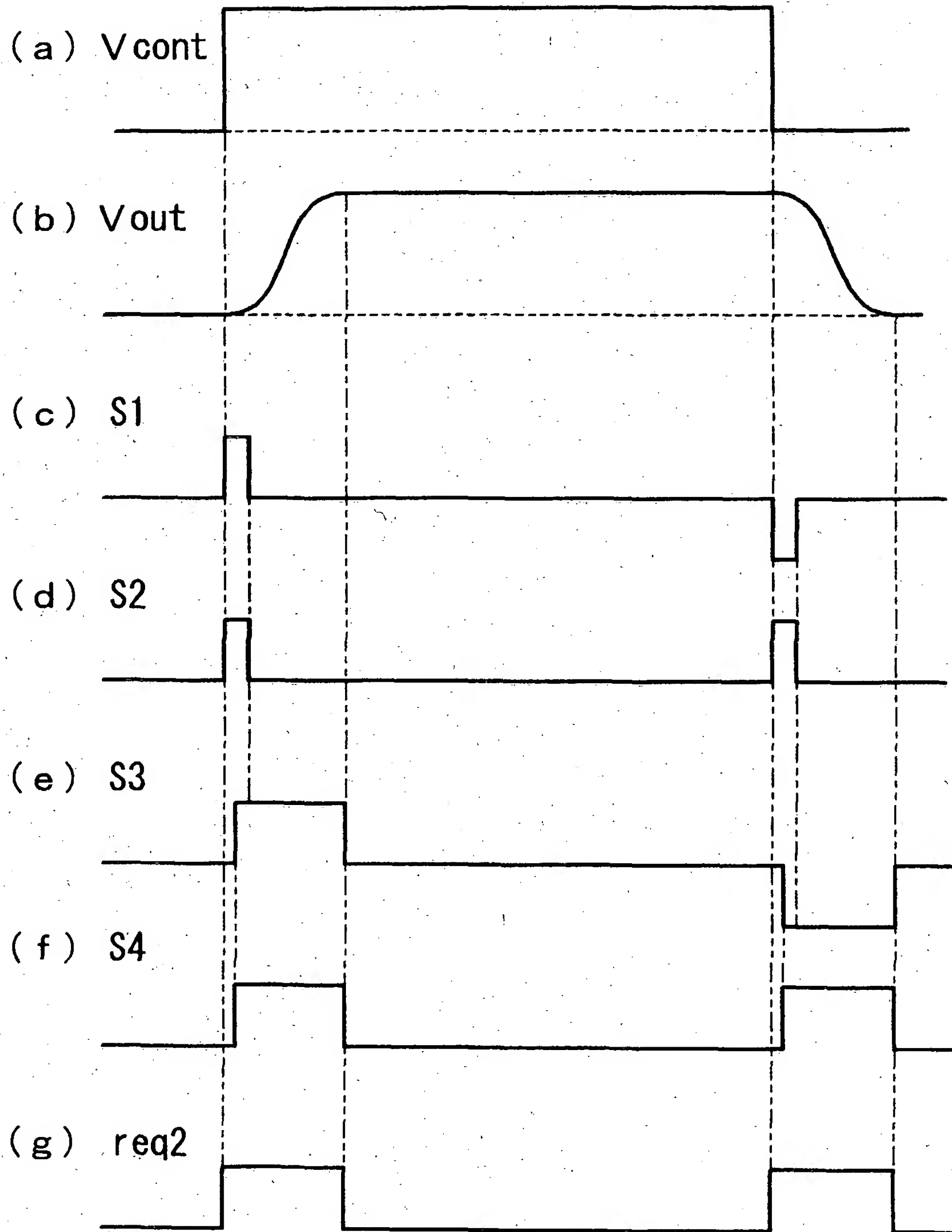
【図 8】



【図 9】

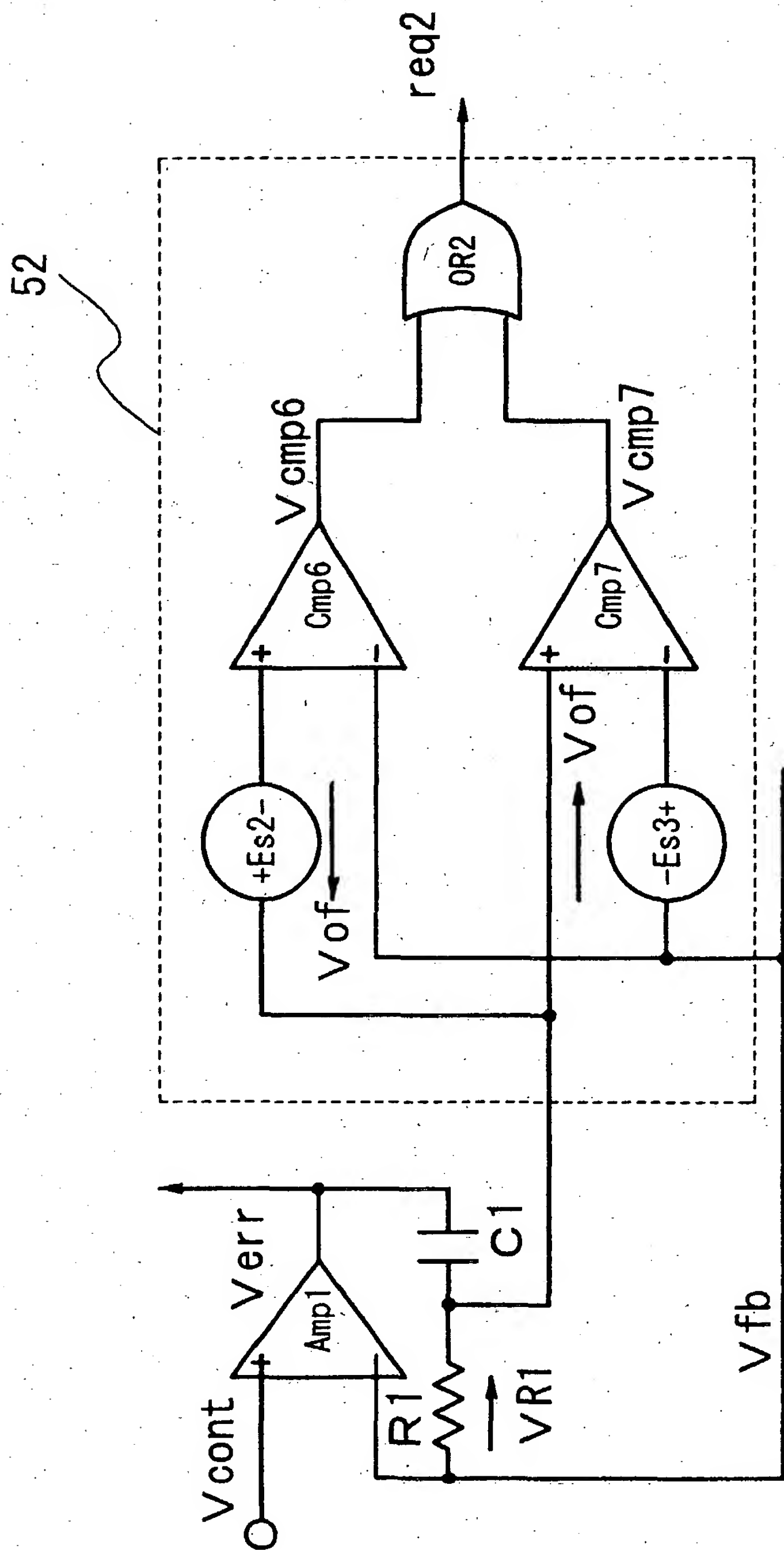


【図 1 0】

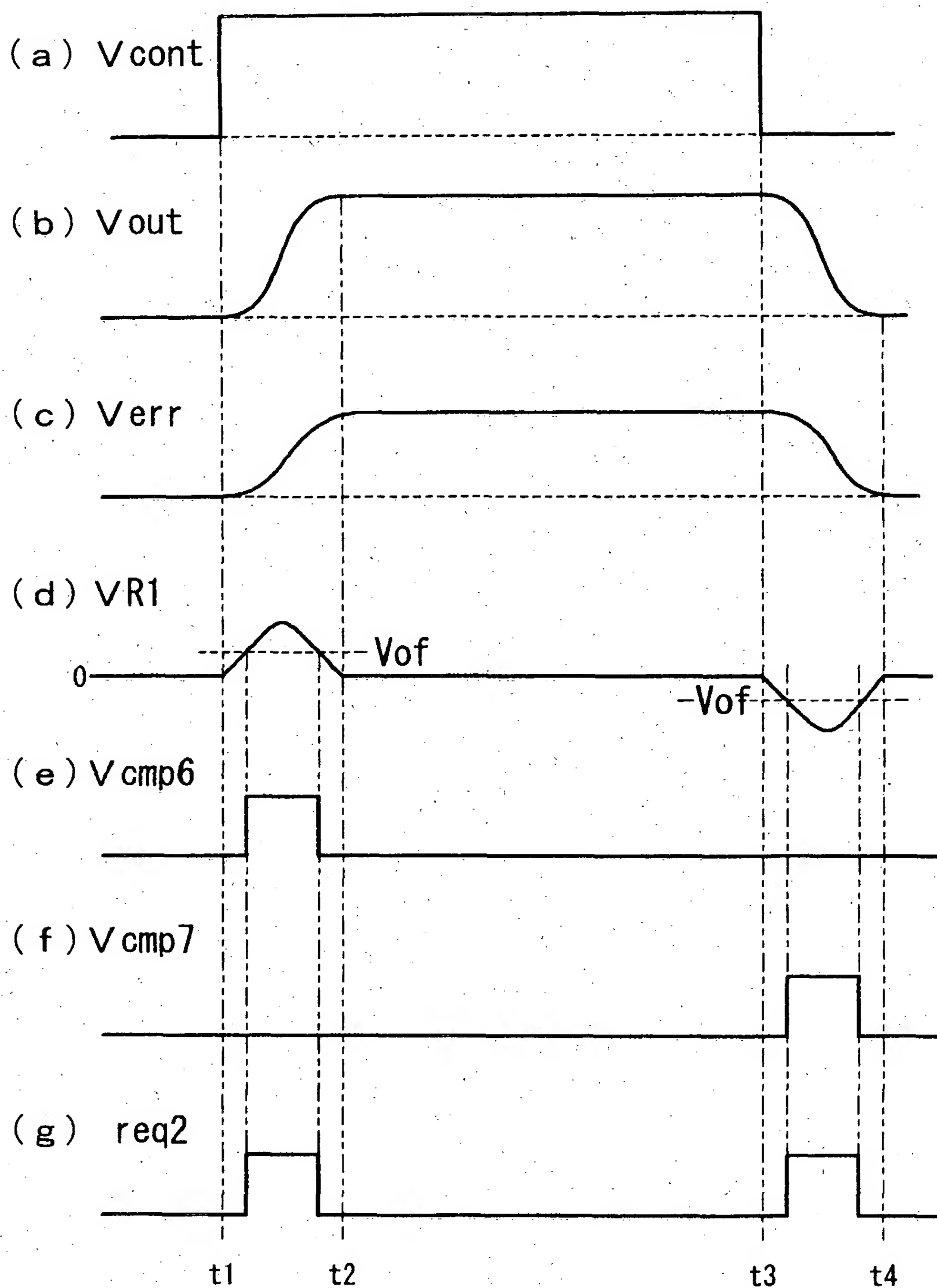




【図 11】



【図12】

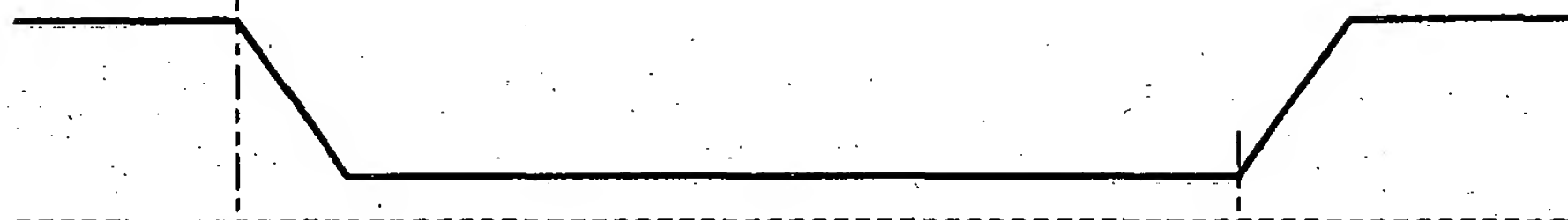


【図13】

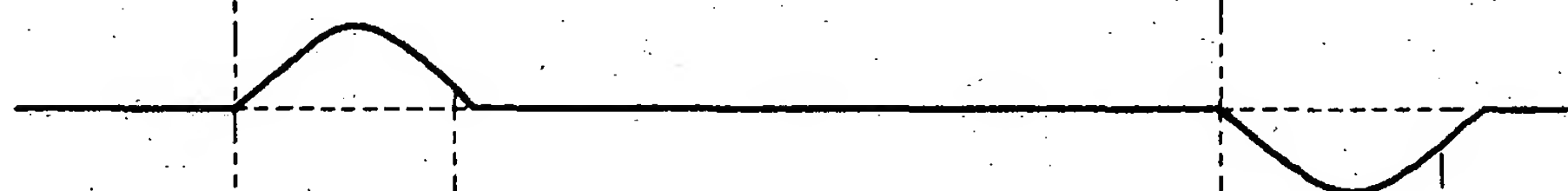
(a)  $V_{cont}$



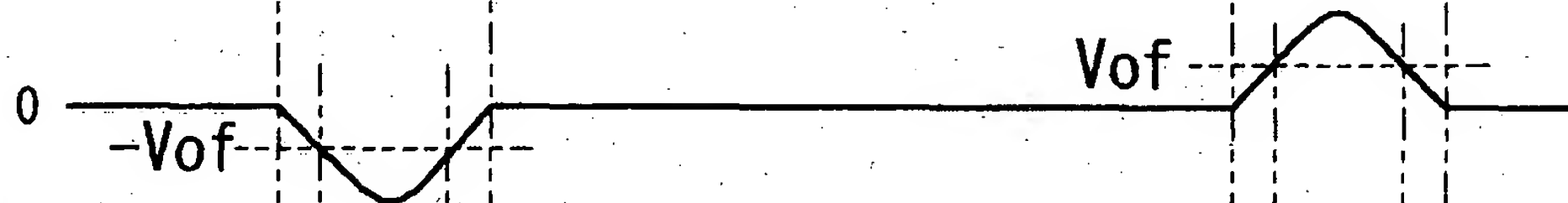
(b)  $I_{out}$



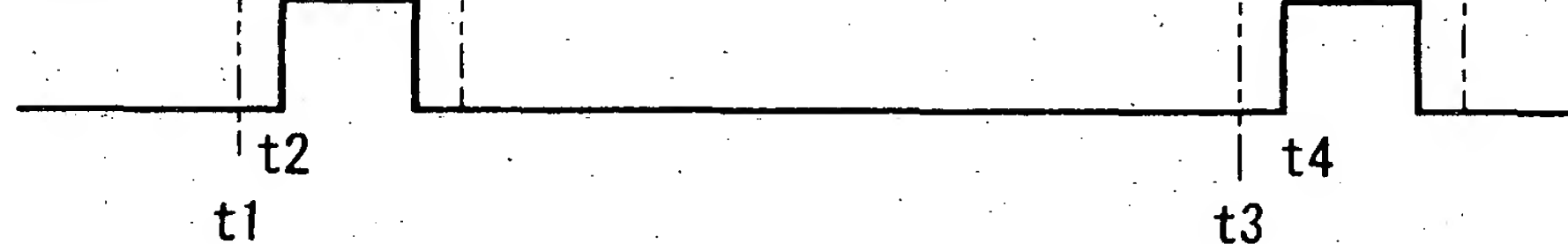
(c)  $V_{out}$



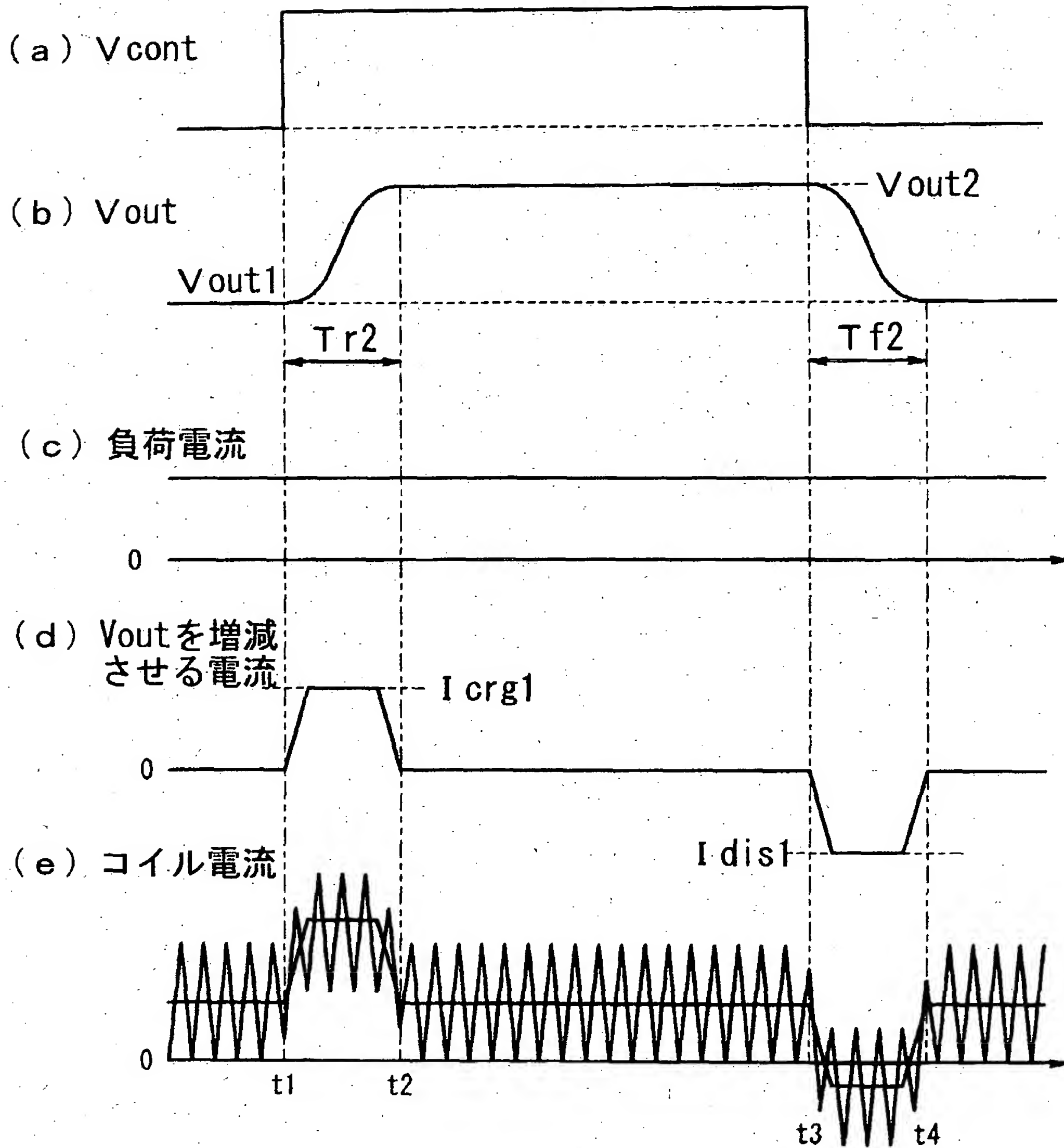
(d)  $V_{R1}$



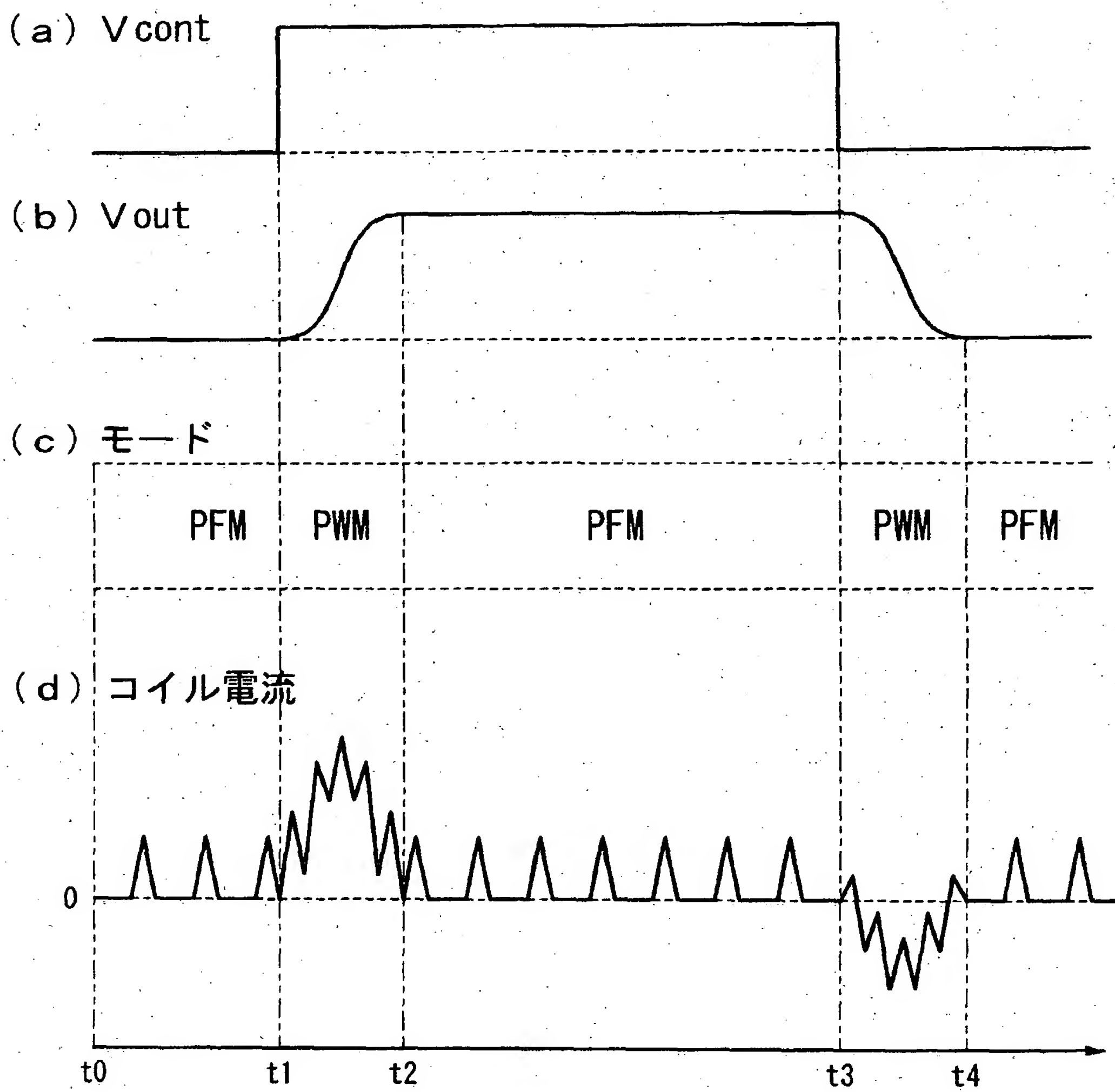
(e)  $req2$



【図14】

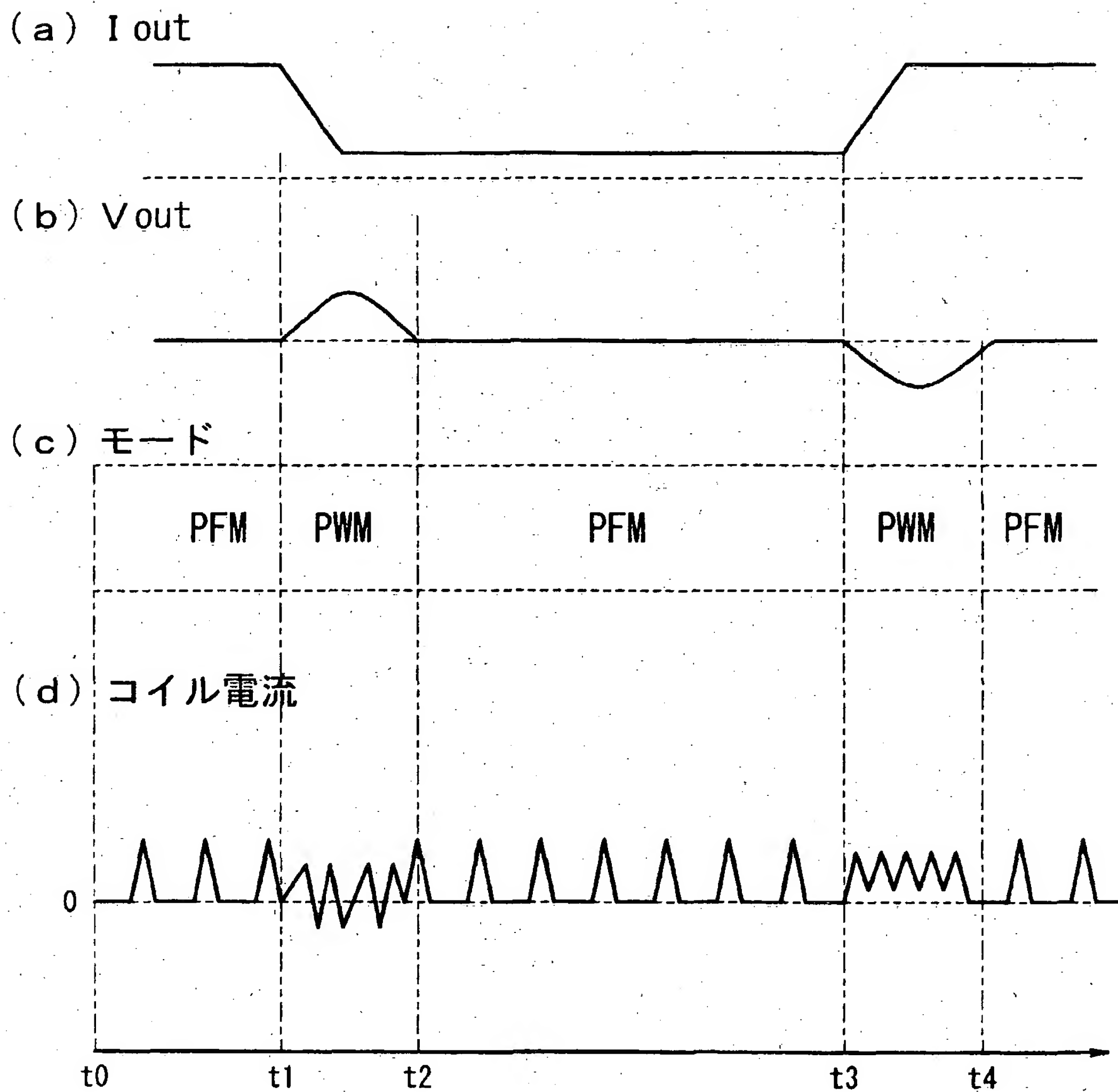


【図15】

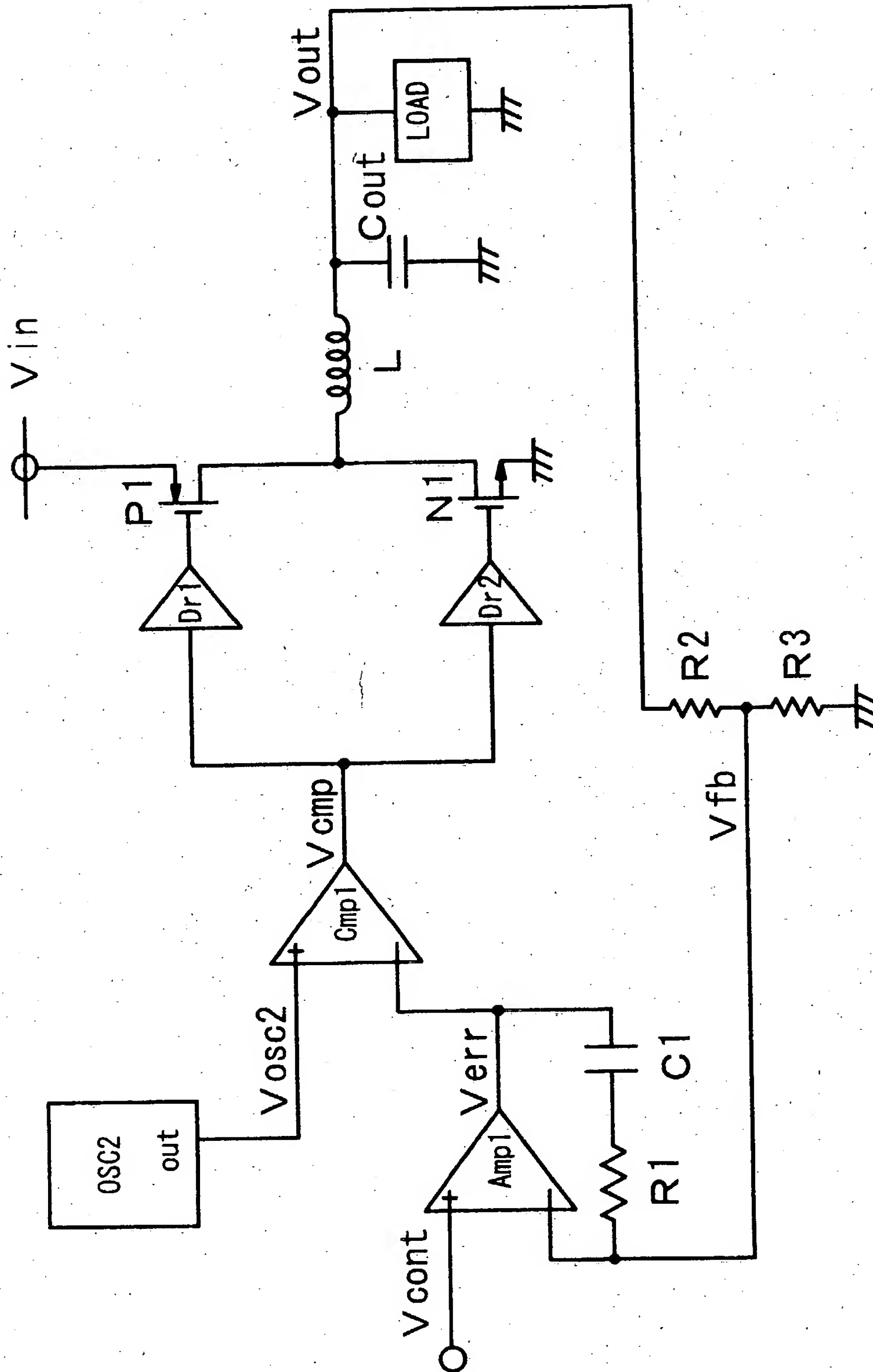




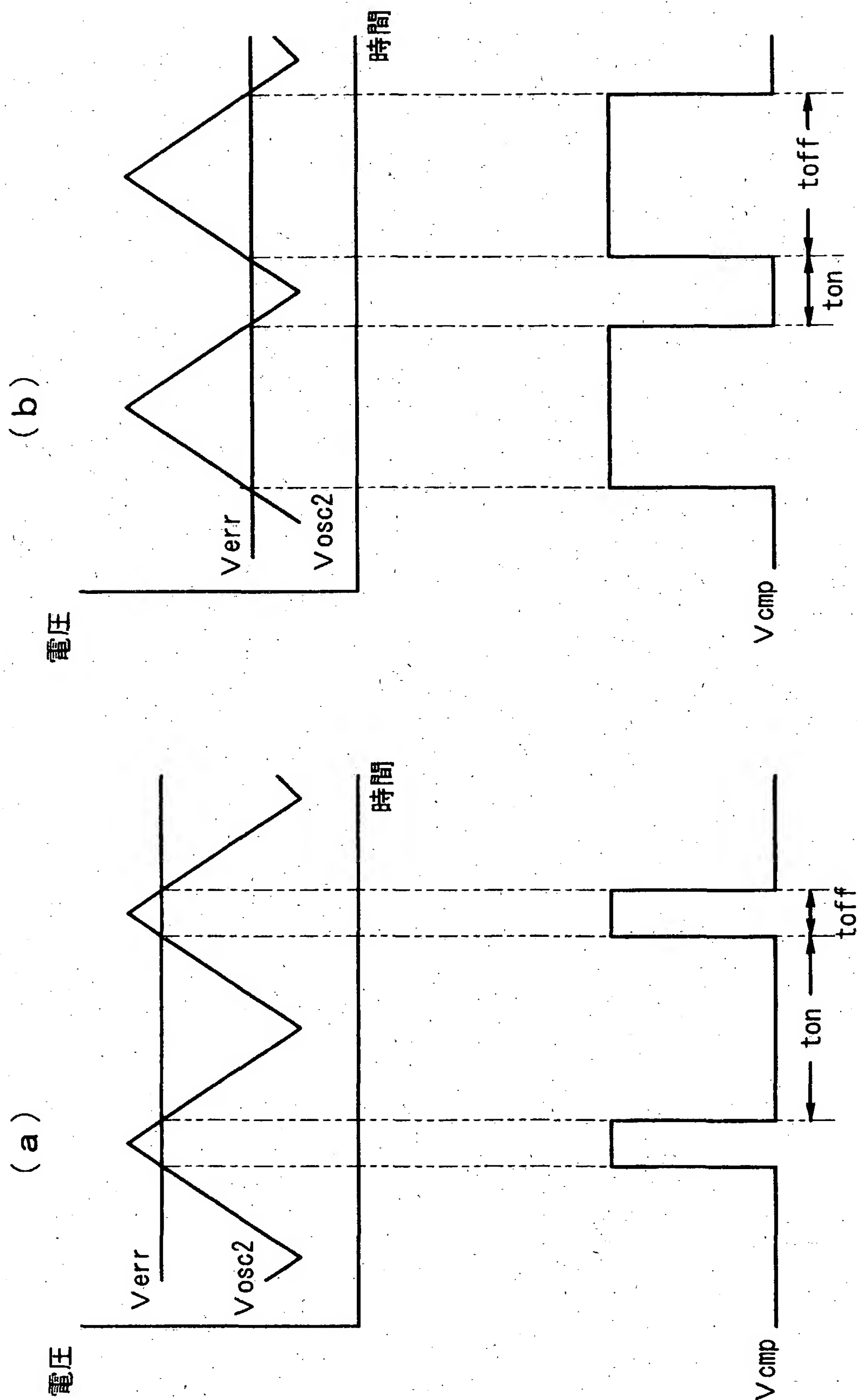
【図16】



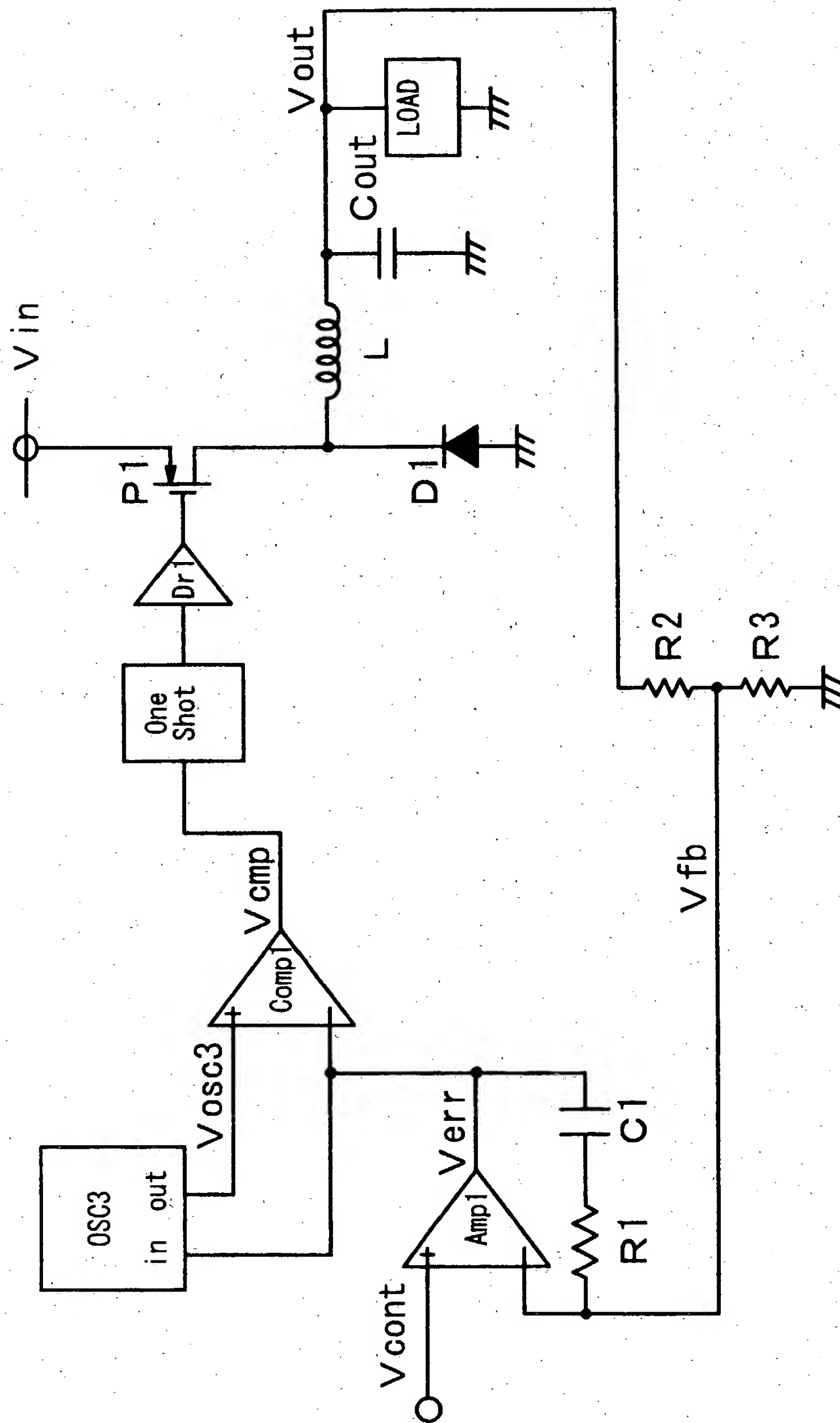
【図 17】



【図18】

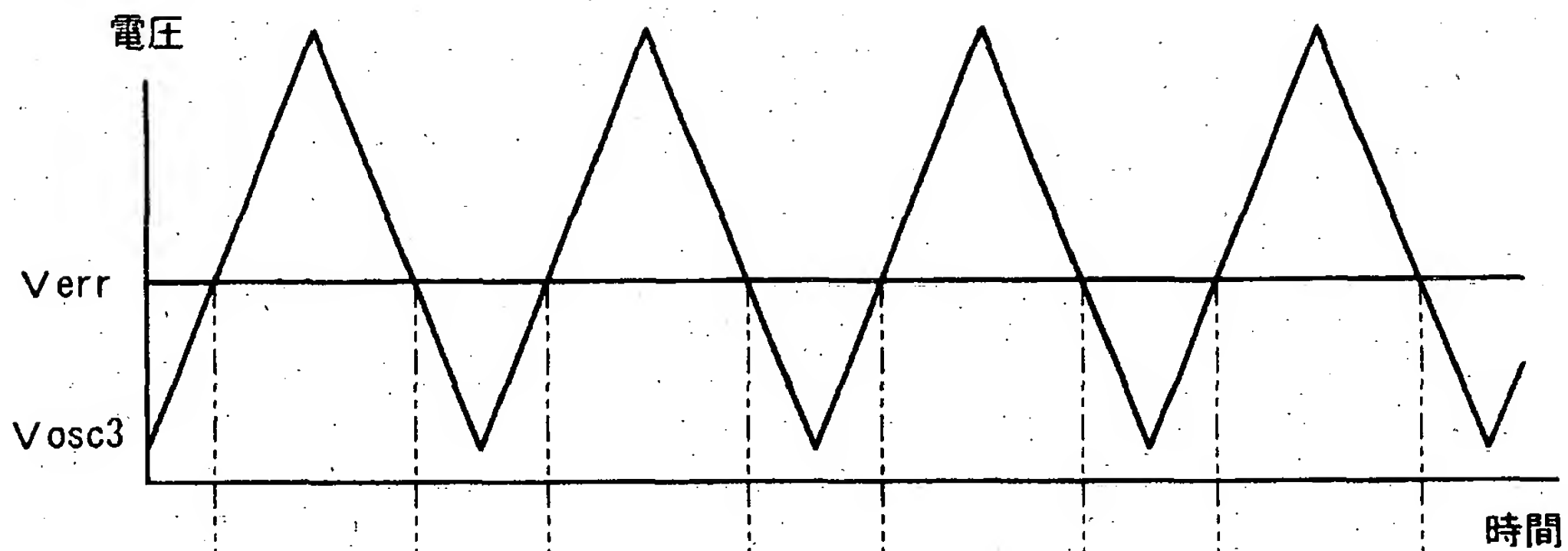


【図 19】

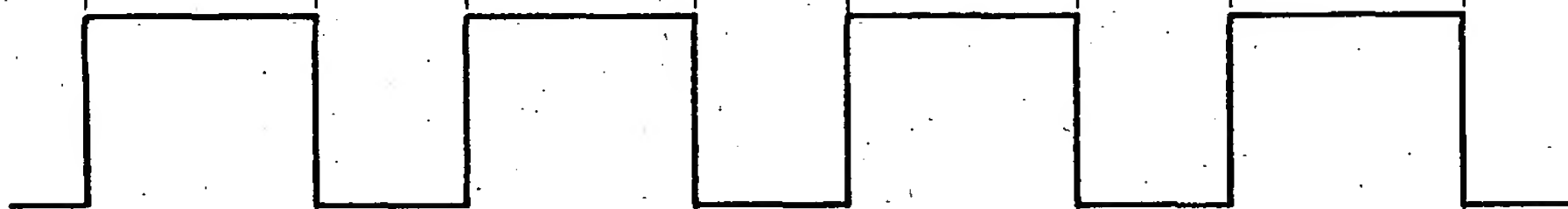


【図20】

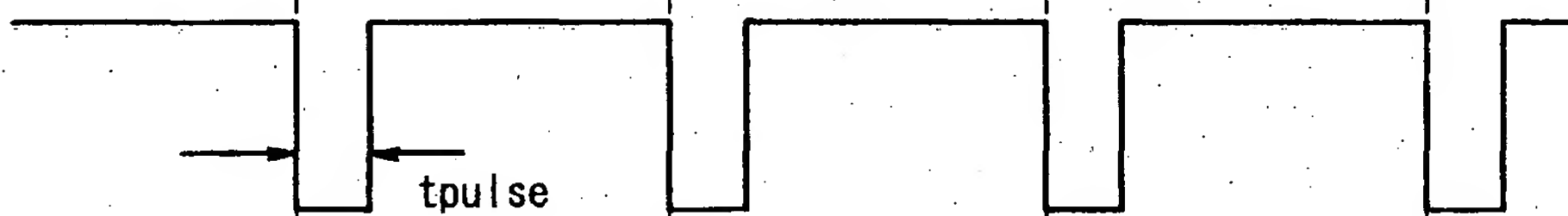
(a) Verr、Vosc3



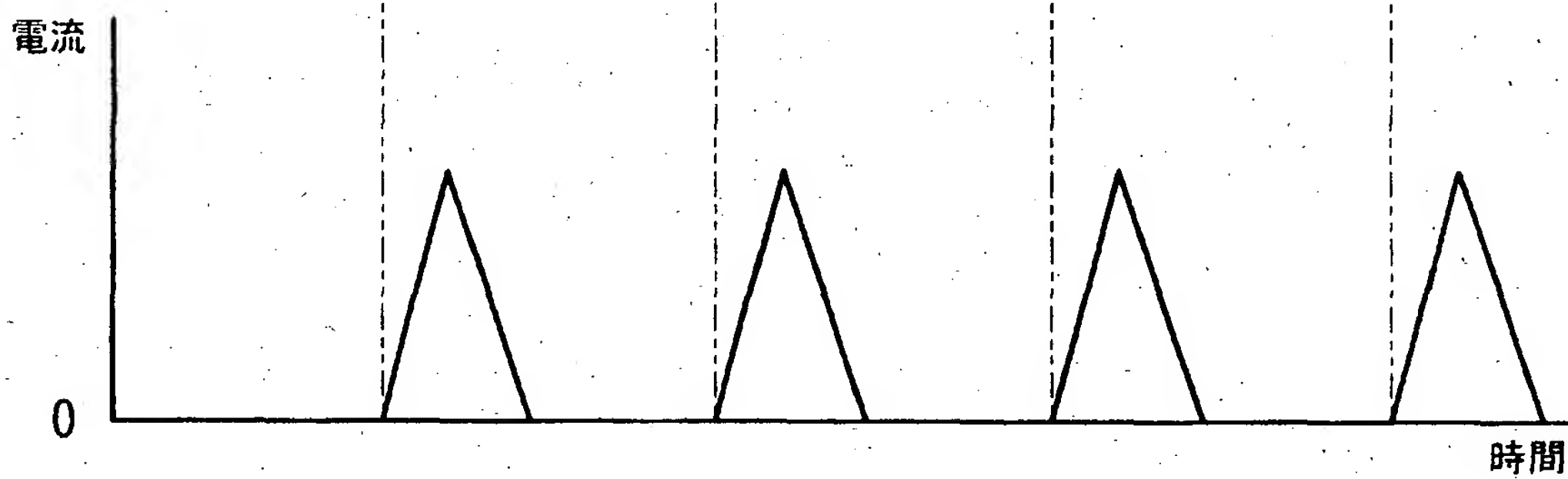
(b) パルス幅変調信号  $V_{cmp}$



(c) パルス信号  $V_{pls}$

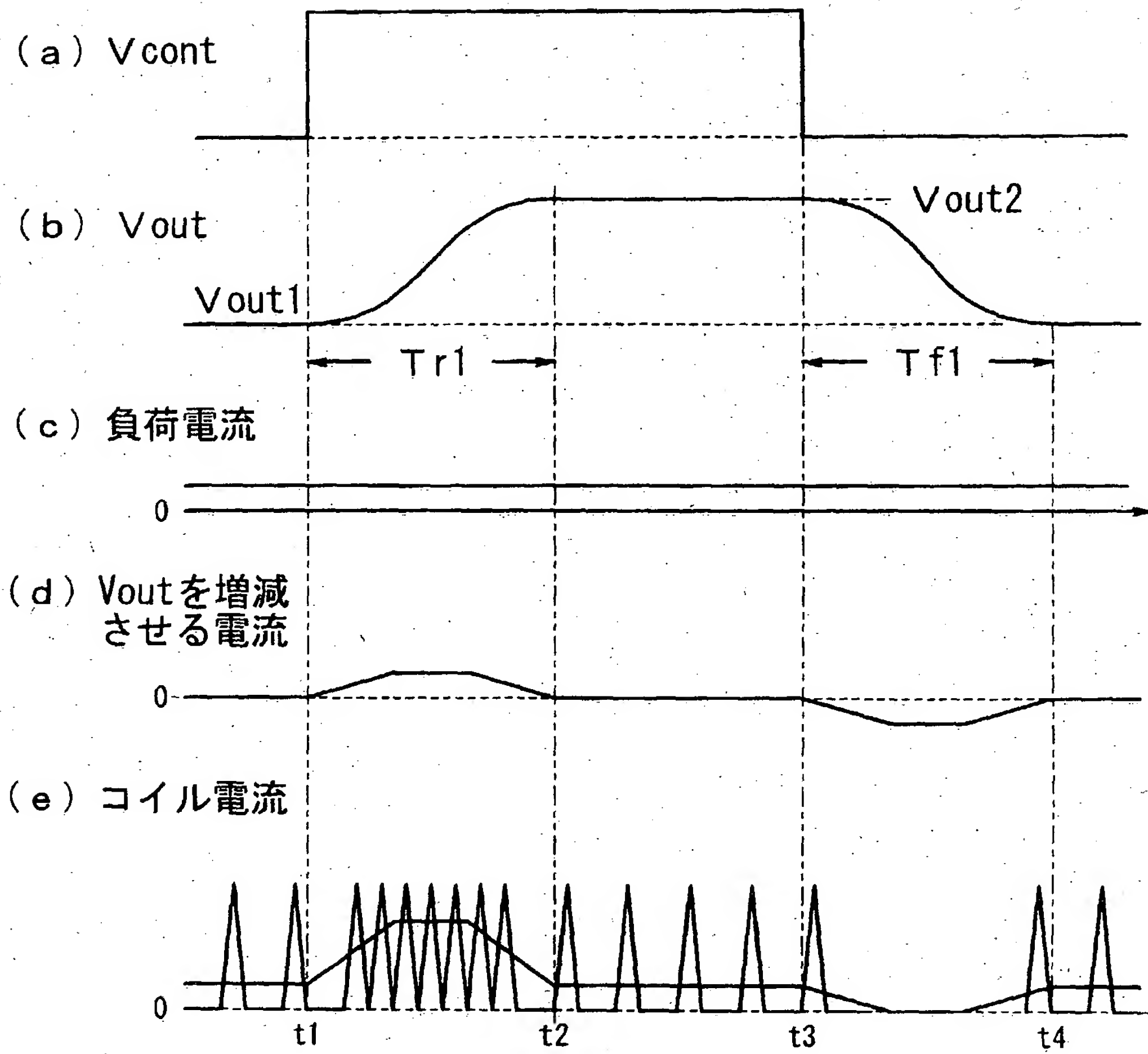


(d) コイル電流  $I_L$





【図 21】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 広い負荷領域において高効率を維持すると同時に、軽負荷条件下でも出力電圧信号の応答性を低下させない。

【解決手段】 DC-DCコンバータは、第1のフィードバック制御方式であるPWM制御と第2のフィードバック制御方式であるPFM制御とのいずれかに切替え可能に構成され、負荷LOADを流れる負荷電流が所定値を越えて小さくなる領域においてはPFM制御を選択するとともに、負荷LOADに供給される電圧レベルが変化するときには負荷電流の大きさにかかわらずPWM制御を選択するように構成されている。ここでは、PWM制御とPFM制御とでは回路動作が異なるために、DC-DCコンバータは切替え信号PWM/PFMが必要となる。そこで、PWM/PFM決定回路10で生成された切替え信号PWM/PFMを使って、発振回路OSC1の動作モードとマルチプレクサ回路Mux1, Mux2の入力を切り替えている。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000005234]

1. 変更年月日 1990年 9月 5日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

氏 名 富士電機株式会社